



# THÈSE

En vue de l'obtention du

## DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par *l'Institut National Polytechnique de Toulouse*

Discipline ou spécialité : *Génie Électrique*

---

Présentée et soutenue par *Luc Anthony LOWINSKY*

Le 27 mai 2010

**Titre :** *Nouvelle topologie de Compensateur de Puissance Réactive  
pour les Réseaux Ferrés 25 kV / 50 Hz*

---

### JURY

*M. Mohamed MACHMOUM    Rapporteur*

*M. Pompeo MARINO    Rapporteur*

*M. Hervé CARON    Examineur*

*M. Daniel CORNIC    Examineur*

*M. Yvon CHÉRON    Examineur*

*M. Philippe LADOUX    Directeur de thèse*

---

**Ecole doctorale :** *Génie Electrique, Electronique, Télécommunications*

**Unité de recherche :** *Laboratoire LAPLACE - UMR5213*

**Directeur de Thèse :** *M. Philippe LADOUX*





# THÈSE

En vue de l'obtention du

## DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par *l'Institut National Polytechnique de Toulouse*

Discipline ou spécialité : *Génie Électrique*

---

Présentée et soutenue par *Luc Anthony LOWINSKY*

Le 27 mai 2010

**Titre :** *Nouvelle topologie de Compensateur de Puissance Réactive  
pour les Réseaux Ferrés 25 kV / 50 Hz*

---

### JURY

*M. Mohamed MACHMOUM    Rapporteur*

*M. Pompeo MARINO    Rapporteur*

*M. Hervé CARON    Examineur*

*M. Daniel CORNIC    Examineur*

*M. Yvon CHÉRON    Examineur*

*M. Philippe LADOUX    Directeur de thèse*

---

**Ecole doctorale :** *Génie Electrique, Electronique, Télécommunications*

**Unité de recherche :** *Laboratoire LAPLACE - UMR5213*

**Directeur de Thèse :** *M. Philippe LADOUX*

# Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire s'est déroulé dans le cadre d'une collaboration entre le groupe Convertisseur Statique du laboratoire LAPLACE et le département " Installations Fixes de Traction Electrique " de la Direction de l'Ingénierie de la SNCF.

Aujourd'hui, la majorité du trafic sur le réseau ferré monophasé 25 kV / 50 Hz est assurée par des locomotives équipées de redresseurs contrôlés à thyristors. Du fait de l'augmentation du trafic, l'utilisation de ces locomotives nécessite la mise en place de moyen de compensation de puissance réactive afin de maintenir la tension caténaire à un niveau acceptable et de réduire la facture en énergie réactive. La correction du facteur de déplacement est réalisée en partie par des batteries de compensation fixes dont la puissance est limitée par la tension maximale admissible à vide sur la caténaire. Afin d'adapter le niveau de compensation à la consommation, la partie fixe est complétée par un dispositif réglable basé sur une réactance contrôlée par des thyristors. Bien qu'il soit simple dans son principe, ce dispositif nécessite un filtrage des harmoniques en basse fréquence avec des circuits LC volumineux.

L'objectif de cette thèse est de proposer une nouvelle topologie de compensateur de puissance réactive à haut rendement et utilisant un contrôle à modulation de largeur d'impulsion dans le but de minimiser le volume des éléments de filtrage.

La première partie de ce mémoire est consacrée à une étude comparative de différentes topologies du point de vue des pertes dans les semi-conducteurs et du dimensionnement des éléments de filtrage associés. Les résultats de cette étude montrent que les topologies à base de gradateurs MLI, constituent les solutions les plus intéressantes pour réaliser le compensateur.

La deuxième partie du travail concerne l'étude de l'insertion d'un compensateur à base de gradateurs MLI sur le réseau ferré avec la prise en compte des interactions harmoniques. Le cas d'étude concerne une sous-station où doit être implantée une compensation variable de 3 MVAR. Un relevé des courants délivrés par la sous-station a été effectué dans le but d'analyser leur contenu harmonique. Une modélisation de la sous-station et du compensateur est ensuite proposée et des simulations temporelles de l'ensemble sont réalisées en prenant en compte les formes d'ondes réelles des courants absorbés par les trains.

Finalement, cette étude par simulation permet d'affiner le dimensionnement du compensateur à gradateurs MLI et des éléments de filtrage associés. Elle met en évidence l'avantage d'une solution, avec des gradateurs MLI en montage élévateur de tension, qui fonctionne sans transformateur et réutilise les batteries de compensation fixes déjà installées en sous-station à la fois comme diviseur de tension et éléments de filtrage.

Afin de valider le principe de cette nouvelle topologie de compensateur statique de puissance réactive, un démonstrateur de 1,2 MVAR est mis en œuvre et testé sur une plateforme d'essai de la SNCF.

## Mots clés :

Compensation de puissance réactive variable, Gradateur MLI, Impédance active, Modélisation dans les domaines fréquentiel et temporel d'une sous station ferroviaire et des moyens de compensation associés.

# Abstract

The work presented in this thesis is the result of collaboration between the Static Converters research group of LAPLACE Laboratory and the department "Installations Fixes de Traction Electrique" of the Engineering Division of the French Railways company, SNCF.

Nowadays, most of the traffic in 25 kV – 50 Hz lines is achieved by old locomotives equipped with thyristor rectifiers. As traffic and load increase, reactive power compensation devices are required to keep the overhead line voltage at acceptable level and to reduce the spending for reactive power. The basic power factor correction is completed by fixed compensation banks. But the difficulty of such configuration is the no-load operation of overhead lines. The voltage can increase out of the 29 kV standard limit and to avoid this problem, variable reactive power compensator is often added to the fixed compensation banks. Nowadays, SNCF is equipped with thyristor based static VAR compensators (SVC). The main drawback of this topology is the requirement of a large LC shunt filter tuned for the third harmonic.

The goal of this thesis is to find a new high-efficiency topology of STATic COMpensator (STATCOM) using PWM control to minimize the filtering components.

The first part of this thesis focuses on a comparative study of different topologies in terms of semiconductor losses and filter elements size. The results of this study show that the topologies based on PWM AC Chopper are the most interesting solutions to achieve the compensator.

The second part of the work concerns the influence of the connection of a STATCOM to a substation and focuses on the harmonic interactions with locomotives. The study case concerns a high traffic substation where a 3 MVAR STATCOM should be installed. Substation output current measurement was carried out in order to analyze its harmonic content. Models of the substation and the STATCOM are then proposed and simulations using real current waveforms are performed.

Finally, this simulation study helps to refine the features of the AC Chopper topology and its filter elements. It highlights the advantage of a solution, with boost AC Choppers which operate without transformer and reuse the fixed compensation banks already installed in the substation as voltage divider and filter.

To validate the principle of this new topology of STATCOM, a 1.2 MVAR prototype is built in LAPLACE laboratory and tested on a SNCF test platform.

**Keywords :**

Variable Reactive Power Compensation, AC Chopper, Active Impedance Concept, Modelling in time and frequency domains of Railway Substations and Reactive Power Compensation Devices.

# Avant-propos

Les travaux présentés dans ce mémoire se sont déroulés dans le cadre d'une collaboration entre le département "Installations Fixes de Traction Electrique" de la Direction de l'Ingénierie de la SNCF et le groupe Convertisseur Statique du Laboratoire sur les Plasmas et la Conversion d'énergie (LAPLACE), unité mixte de recherche CNRS – UPS – INPT n°5213.

Pour m'avoir accueilli dans leurs unités respectives, je remercie M. Christian COURTOIS, chef de la section IGTE-ZU 11 du département "Installations Fixes de Traction Electrique" de la Direction de l'Ingénierie de la SNCF ainsi que MM. Christian LAURENT et Maurice FADEL, respectivement directeur et co-directeur du LAPLACE. Je remercie également M. Frédéric RICHARDEAU, responsable du groupe Convertisseurs Statiques, pour m'avoir accepté dans son équipe de travail.

Je tiens à remercier sincèrement les membres de mon jury ayant rendu la soutenance aussi constructive et agréable :

- M. Mohamed MACHMOUM, Professeur à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes et responsable du laboratoire IREENA, pour avoir assuré la fonction de rapporteur et pour avoir scrupuleusement relu ce manuscrit ;
- M. Pompeo MARINO, Professeur à la Seconda Università di Napoli, pour l'intérêt qu'il a accordé à ces travaux et pour avoir accepté d'être le deuxième rapporteur de ce manuscrit ;
- M. Daniel CORNIC, Ingénieur à ALSTOM Transport TGS, pour sa participation au jury de thèse et pour s'être intéressé de près à ces travaux de recherche ;
- M. Yvon CHERON, Directeur de Recherche au CNRS, pour avoir co-encadré ces travaux et pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury de thèse. Son expérience, sa perspicacité et ses précieux conseils ont été autant d'atouts qui m'ont beaucoup aidé tout au long de la thèse ;
- M. Hervé CARON, Ingénieur à la SNCF, pour avoir suivi ces travaux et pour avoir permis de réaliser les essais. Je le remercie de nous avoir donné un cadre concret pour nos études, ainsi que d'avoir souligné l'intérêt de ces travaux dans le contexte industriel ;
- M. Philippe LADOUX, Professeur au LAPLACE, qui a dirigé ces travaux de thèse. J'ai vraiment apprécié sa bonne humeur, sa rigueur scientifique et sa pédagogie. Je tiens à le remercier tout particulièrement pour le temps qu'il m'a consacré et la patience dont il a fait preuve au cours de ces trois années. Je tiens à lui exprimer ma profonde reconnaissance.

Je tiens à remercier les secrétaires du laboratoire, Bénédicte BALON, Carine BASTIE, Cécile DAGUILLANES, Fanny DEDET, Fatima MEBREK, Valérie SCHWARZ, Catherine MOLL MEZELLA, qui nous simplifient énormément les démarches administratives.

Mes remerciements vont également aux informaticiens du laboratoire, Jean HECTOR, David BONNAFOUS et tout particulièrement Jacques BENAÏOUN, qui m'a souvent dépanné lorsque l'informatique faisait des siennes.

Je remercie également à remercier le personnel technique du laboratoire et de l'ENSEEIH : Didier GINIBRIERE, Eric BRU, Robert LARROCHE, Sébastien VINNAC, Jacques LUGA et plus particulièrement Jean-Marc BLAQUIERE, pour la mise en œuvre du démonstrateur et ses précieux conseils.

Je tiens à remercier Maria PIETRZAK-DAVID pour m'avoir accueilli au sein du département GEA de l'ENSEEIH, pour m'avoir permis de participer à l'encadrement des Travaux d'Etudes et de Recherche " Commande des actionneurs " ainsi que pour ses conseils et ses encouragements. Mes remerciements vont également à tout ceux qui sont intervenus à mes côtés dans le cadre du TER : Marc COUSINEAU, Hubert PIQUET et Jean-Philippe SALANNE.

Mes remerciements vont aussi aux permanents du laboratoire que j'ai pu côtoyer : Thierry MEYNARD, Henry SCHNEIDER, Jérémie REGNIER, Christophe TURPIN, Nicolas ROUX, Guillaume FONTES, Guillaume GATEAU, Ana LLOR, Stéphan ASTIER, Eric DUHAYON, Xavier ROBOAM, Carole HENAU, Dominique HARRIBEY, et plus particulièrement François PIGACHE (a real m\*\*\*\*\* n\*\*\*\*\*).

J'adresse un grand merci aux différents doctorants, post-doctorants et stagiaires CNAM qui ont su rendre ces trois années agréables et pour la bonne ambiance qu'ils véhiculent au sein du laboratoire :

Je tiens tout d'abord à remercier les " anciens " pour leur accueil chaleureux et pour avoir facilité mon intégration : Paul-Etienne VIDAL, Lauric GARBUIO, Matthieu LEROY (le maître du câblage), Gianluca POSTIGLIONE, Martin BLOEDT, Julien FONTCHASTAGNER, Christophe CONILH, Nicolas " Fwèwe " MARTINEZ (l'instigateur des sessions ti-punch du vendredi soir), Cédric BAUMANN, Christophe " Titoooooooooooo " VIGUIER, Mathieu COUDERC, Jérôme MAVIER, Jérôme FAUCHER, Vincent " Cock'O " PHILIPPOTEAU, Julien SAINT-ARAILLE, François DEFAY, Valentin COSTAN, Raphael DIEZ MEDINA, Walid HANKACHE.

Je pense à tous ceux qui m'ont supporté (et que j'ai dû supporter...) pendant ces trois ans dans le bureau F203 : François BONNET, " Mawie " Céline CENAC-MORTHE, " Mawie " Delphine MAMI. Merci à tous pour votre soutien, vos encouragements, vos conseils, votre bonne humeur et le craquage de 17h00...

Je remercie aussi les collègues du bureau E424 qui m'ont supporté pendant quelques mois (heureusement pour eux...) : Alexandre LEREDDE, Leire SEGURA, Linh THI PHAM.

Ensuite spécial dédicace à Giuliano RAIMONDO (p\*\*\*\*\* mec, encore merci pour ton aide), Clément NADAL (an other real m\*\*\*\*\* n\*\*\*\*\*), Raphaël VILAMOT (le mec qui a le don de te pourrir l'après-midi), aux brésiliens du labo André " Dédé " DE ANDRADE (à la base ...) et Bernardo COUGO FRANCA (caipirinha por favor, o animão), Meriem ABDELLATIF, les membres de l'ADEL 2006-2007 : Hugues HINGANA (président émérite de l'ADEL), Olivier RALLIERES, Arnaud GARDEL (sacwé macoumèwe) et un grand merci à Marwan ZEIDAN, Laurianne MENARD, Hoan TRAN DUC, Dominique TREY, Frédéric GAILLY, Mathieu LE BOLLOCH, Sylvain GIRINON, Majid SOULEY, Baptiste TRAJIN (tchhh... je suis ton père), Damien BIDART, Nadia BOUHALLI, Edouard FERRY (dommage que tu sois supporter de l'OM), Makara KHOV, Labo CHHUN, Mounir AMOKRANE, Djibrillah MAHAMAT, Eddy AUBERT, Frédéric MOUCHARD, Tahar ACHOUR, Jérôme KODJO, Olivier MEDALE, Julie EGALON, Amine JAAFAR, Benoît MORIN, Aurélien LESAGE, Zhifeng DOU (" Kodjo !? "), Michel BELTRAMINI et Aziz ZIANI.

Je voudrais également remercier Johann FONTAINE, Jérémy CESAIRE, Loïc LAUREOTE, Maëli VILAMOT, Sidonie GAYCHET, Aude LACOMBE, Célia SERRADEL pour leur joie de vivre et leur bonne humeur.

Enfin, je remercie ma famille pour m'avoir soutenu pendant la durée de la thèse, plus particulièrement mes parents Martine et Hugues, mes grands-mères Anita et Christine, mon frère Christian, ma sœur Mélissa, ma nièce Elisa et mon oncle Edmond. Je leur dois énormément et je leur dédie ce travail.



# Table des matières

<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I Compensation de Puissance Réactive sur le réseau monophasé 25 kV / 50 Hz de la SNCF.....</b>	<b>3</b>
<b>I.1 Introduction .....</b>	<b>4</b>
<b>I.2 Structure d'une alimentation monophasée 25 kV / 50 Hz.....</b>	<b>4</b>
I.2.1 Alimentation des caténaires de la SNCF .....	4
I.2.2 Conversion alternatif – continu à bord des engins de traction .....	5
I.2.2.1 Redresseurs à thyristors.....	5
I.2.2.2 Redresseurs à absorption sinusoïdale.....	7
I.2.2.3 Conclusion .....	10
I.2.3 Compensation de la puissance réactive .....	10
I.2.3.1 Nécessité de la compensation de puissance réactive.....	10
I.2.3.2 Modalités de la facturation de l'énergie réactive .....	12
I.2.4 Conclusion .....	13
<b>I.3 Dispositifs de compensation de puissance réactive utilisés sur le réseau         25 kV / 50 Hz de la SNCF.....</b>	<b>14</b>
I.3.1 Compensation fixe de la puissance réactive.....	14
I.3.2 Compensation variable de la puissance réactive.....	15
I.3.3 Conclusion .....	19
<b>I.4 Etude de la sous-station de Revest .....</b>	<b>20</b>
I.4.1 Caractéristiques de la sous-station de Revest.....	20
I.4.1.1 Données de la sous-station .....	20
I.4.1.2 Etude fréquentielle du circuit de traction.....	21
I.4.2 Pré-dimensionnement du compensateur statique.....	23
I.4.2.1 Puissance réactive fixe maximale à installer en sous-station.....	23
I.4.2.2 Analyse des relevés des consommations de puissance active et réactive.....	24
<b>Chapitre II Etude comparative à la limite thermique de fonctionnement des semi-conducteurs de Compensateurs de Puissance Réactive.....</b>	<b>27</b>
<b>II.1 Introduction .....</b>	<b>28</b>
<b>II.2 Présentation des topologies avec les formes d'ondes idéales.....</b>	<b>28</b>
II.2.1 Onduleur de tension.....	28
II.2.1.1 Compensateur de puissance réactive à base d'onduleur de tension .....	28
II.2.1.2 Fonctionnement à bus DC constant .....	29
II.2.1.3 Fonctionnement à bus DC variable .....	30
II.2.2 Gradateur MLI.....	31
II.2.2.1 Principe du gradateur MLI .....	31

II.2.2.2	Utilisation du gradateur MLI pour la compensation de puissance réactive .....	33
II.2.2.3	Gradateur abaisseur de tension .....	34
II.2.2.3.a	Utilisation du gradateur MLI en abaisseur de tension .....	34
II.2.2.3.b	Simulation temporelle .....	35
II.2.2.4	Gradateur abaisseur à diviseur de tension actif .....	36
II.2.2.5	Gradateur élévateur de tension .....	37
II.2.2.5.a	Principe du gradateur élévateur de tension .....	37
II.2.2.5.b	Gradateur élévateur à diviseur de tension actif .....	39
<b>II.3</b>	<b>Calcul des pertes .....</b>	<b>41</b>
II.3.1	Expressions analytiques des pertes dans les semi-conducteurs .....	41
II.3.1.1	Généralités sur le calcul analytique des pertes dans les semi-conducteurs .....	41
II.3.1.1.a	Pertes en conduction .....	41
II.3.1.1.b	Pertes en commutation .....	42
II.3.1.2	Onduleur de tension à Bus DC constant .....	43
II.3.1.2.a	Pertes en conduction .....	43
II.3.1.2.b	Pertes en commutation .....	44
II.3.1.3	Onduleur de tension à Bus DC variable .....	45
II.3.1.3.a	Pertes en conduction .....	45
II.3.1.3.b	Pertes en commutation .....	47
II.3.1.4	Gradateur MLI .....	48
II.3.1.4.a	Pertes en conduction .....	48
II.3.1.4.b	Pertes en commutation .....	49
II.3.2	Validation des expressions analytiques des pertes dans les semi-conducteurs .....	51
II.3.2.1	Semi-conducteur considéré pour l'étude comparative .....	51
II.3.2.2	Comparaison entre les pertes analytiques et les pertes PSIM .....	52
II.3.2.2.a	Onduleur de tension à Bus DC constant .....	52
II.3.2.2.b	Onduleur de tension à Bus DC variable .....	53
II.3.2.2.c	Gradateur MLI .....	53
<b>II.4</b>	<b>Etude comparative à la limite thermique de fonctionnement des semi-conducteurs .....</b>	<b>55</b>
II.4.1	Description du programme développé sous Matlab .....	55
II.4.2	Cas du compensateur statique avec gradateur MLI abaisseur de tension à diviseur de tension actif .....	57
II.4.3	Cas du compensateur statique avec gradateur MLI élévateur de tension à diviseur de tension actif .....	59
II.4.4	Bilan de l'étude comparative et conclusion .....	61

## **Chapitre III Mise en œuvre des topologies pour la réalisation de compensateurs de 3 MVAR..... 63**

<b>III.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>64</b>
<b>III.2</b>	<b>Mise en œuvre des compensateurs de puissance réactive .....</b>	<b>64</b>
III.2.1	Compensateur à onduleurs à Bus DC constant .....	64
III.2.1.1	Structure du compensateur .....	64
III.2.1.2	Dimensionnement de l'inductance de lissage .....	66
III.2.1.3	Dimensionnement du condensateur d'un onduleur à Bus DC constant .....	67
III.2.2	Compensateur à onduleurs à Bus DC variable .....	68
III.2.2.1	Structure du compensateur .....	68
III.2.2.2	Dimensionnement du condensateur de l'onduleur à Bus DC variable .....	68
III.2.2.3	Comparaison avec l'onduleur de tension à Bus DC constant .....	70
III.2.2.4	Simulation temporelle .....	70

III.2.3	Compensateur à gradateurs abaisseur de tension .....	71
III.2.3.1	Structure du compensateur .....	71
III.2.3.2	Dimensionnement de l'impédance de sortie .....	73
III.2.3.3	Dimensionnement du condensateur de filtrage d'entrée .....	75
III.2.4	Compensateur à gradateurs abaisseur de tension à diviseur de tension actif ...	76
III.2.4.1	Structure du compensateur .....	76
III.2.4.2	Dimensionnement du condensateur de filtrage .....	77
III.2.5	Compensateur à gradateurs élévateur de tension .....	78
III.3	<b>Etude comparative de compensateurs de 3 MVAR.....</b>	<b>81</b>
III.4	<b>Conclusion .....</b>	<b>84</b>

## **Chapitre IV Insertion d'un Compensateur de puissance réactive de 3 MVAR à Gradateurs MLI dans le réseau ferré 25 kV / 50 Hz..... 85**

IV.1	<b>Introduction .....</b>	<b>86</b>
IV.2	<b>Relevés effectués à la sous-station de Revest .....</b>	<b>86</b>
IV.2.1	Conditions de relevé .....	86
IV.2.2	Analyse des relevés .....	87
IV.2.2.1	Analyse du courant délivré par la sous-station.....	88
IV.2.2.2	Analyse de la tension caténaire et bilan de puissance .....	92
IV.2.3	Conclusion .....	96
IV.3	<b>Etude de l'insertion d'un compensateur de puissance réactive de 3 MVAR à base de gradateurs abaisseurs .....</b>	<b>97</b>
IV.3.1	Structure du compensateur de 3 MVAR .....	97
IV.3.2	Modèle équivalent du compensateur de 3 MVAR.....	98
IV.3.3	Dimensionnement du compensateur à gradateurs abaisseurs .....	99
IV.3.4	Etude de la réponse fréquentielle .....	102
IV.3.4.1	Réponse fréquentielle du compensateur seul .....	102
IV.3.4.2	Réponse fréquentielle de la sous-station .....	105
IV.3.5	Simulation temporelle.....	107
IV.3.6	Conclusion .....	109
IV.4	<b>Etude de l'insertion d'un compensateur de 3 MVAR à base de gradateurs élévateurs .....</b>	<b>110</b>
IV.4.1	Structure du compensateur de puissance réactive de 3MVAR à gradateurs élévateurs de tension .....	110
IV.4.2	Modèle équivalent du compensateur variable .....	111
IV.4.3	Dimensionnement du dispositif.....	112
IV.4.4	Etude de la réponse fréquentielle .....	116
IV.4.5	Simulation temporelle.....	117
IV.5	<b>Comparaison des solutions à gradateur abaisseur et à gradateur élévateur 120</b>	
IV.6	<b>Conclusion .....</b>	<b>122</b>

<b>Chapitre V Maquette d'un compensateur de puissance réactive de 1,2 MVAR à base de gradateur élévateur .....</b>	<b>123</b>
<b>V.1 Introduction.....</b>	<b>124</b>
<b>V.2 Partie puissance de la maquette.....</b>	<b>124</b>
V.2.1 Eléments disponibles .....	124
V.2.2 Eléments réactifs à déterminer.....	126
V.2.3 Réalisation du convertisseur .....	126
V.2.4 Bilan des contraintes électriques sur le dispositif.....	129
<b>V.3 Partie commande de la maquette.....</b>	<b>131</b>
V.3.1 Architecture de la commande.....	131
V.3.2 Phases de fonctionnement.....	132
<b>V.4 Essais de la maquette.....</b>	<b>135</b>
<b>Conclusion et Perspectives .....</b>	<b>139</b>
<b>Bibliographie .....</b>	<b>141</b>

# Introduction générale

Aujourd'hui, la grande partie du trafic sur le réseau ferré monophasé 25 kV / 50 Hz est assurée par des locomotives équipées de redresseurs contrôlés à thyristors. Du fait de l'augmentation du trafic, l'utilisation de ces engins de traction nécessite la mise en place de moyen de compensation de puissance réactive afin de maintenir la tension caténaire à un niveau acceptable et de réduire la facture en énergie réactive.

La correction du facteur de déplacement est réalisée en partie par des batteries de compensation fixes dont la puissance est limitée par la tension maximale admissible à vide sur la caténaire. Afin d'adapter le niveau de compensation à la consommation, la partie fixe est complétée par un dispositif réglable basé sur une réactance contrôlée par des thyristors. Bien qu'il soit simple dans son principe, ce dispositif nécessite un filtrage des harmoniques en basse fréquence avec des circuits LC volumineux.

Sur la base de ce constat, l'objectif de ce travail de thèse est de proposer une nouvelle topologie de compensateur de puissance réactive à haut rendement et utilisant un contrôle à modulation de largeur d'impulsion dans le but de minimiser le volume des éléments de filtrage.

Dans le premier chapitre, nous présentons la structure d'une alimentation monophasée 25 kV / 50 Hz avec les différents types d'engins de traction et les moyens mis en œuvre actuellement pour compenser la puissance réactive. Nous procédons ensuite au pré-dimensionnement d'un dispositif de compensation que la SNCF souhaiterait implanter dans une sous-station à fort trafic ferroviaire.

Le deuxième chapitre est consacré à une étude comparative, du point de vue des pertes dans les semi-conducteurs, de différentes topologies de compensateurs commandées en Modulation de Largeur d'Impulsion. Outre le classique onduleur de tension, nous proposons d'utiliser le gradateur MLI en introduisant le concept de contrôle actif d'impédance. Après avoir établi les expressions analytiques des pertes, la comparaison est réalisée à la limite thermique de fonctionnement des interrupteurs pour une brique élémentaire et en considérant les formes d'ondes idéales. Nous montrons que le gradateur MLI est la structure la plus intéressante.

Le troisième chapitre se focalise sur la mise en œuvre de compensateurs de puissance réactive de 3 MVAR et le dimensionnement des éléments de filtrage associés. Le bilan des pertes dans les semi-conducteurs et le bilan énergétique des éléments réactifs des différentes structures sont ensuite effectués dans le but de sélectionner les solutions les plus intéressantes. Ce sont les topologies à base de gradateurs MLI qui sont finalement retenues.

Le quatrième chapitre concerne l'étude de l'insertion de ces topologies dans le réseau ferré avec la prise en compte des interactions harmoniques. Une analyse des relevés de courant et de tension réalisés en sous-station est effectuée. Elle permet d'affiner le dimensionnement des dispositifs de compensation. Afin de valider leur bon fonctionnement dans un environnement ferroviaire, une étude de la réponse fréquentielle de la sous-station et des simulations avec les formes d'ondes réelles sont réalisées. Ceci nous conduit à choisir une topologie à gradateur élévateur de tension qui fonctionne sans transformateur et s'adapte facilement aux éléments de compensation fixe déjà existants.

Dans le dernier chapitre, nous présentons un démonstrateur à base de gradateur élévateur de 1,2 MVAR. Il a été mis en œuvre au LAPLACE et testé sur une plateforme d'essai de la SNCF. Il permet ainsi de valider le principe de fonctionnement de cette nouvelle structure de compensateur de puissance réactive.

# Chapitre I

## Compensation de Puissance Réactive sur le réseau monophasé 25 kV / 50 Hz de la SNCF

<b>I.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>4</b>
<b>I.2</b>	<b>Structure d'une alimentation monophasée 25 kV / 50 Hz.....</b>	<b>4</b>
I.2.1	Alimentation des caténaires de la SNCF .....	4
I.2.2	Conversion alternatif – continu à bord des engins de traction .....	5
I.2.2.1	Redresseurs à thyristors.....	5
I.2.2.2	Redresseurs à absorption sinusoïdale.....	7
I.2.2.3	Conclusion .....	10
I.2.3	Compensation de la puissance réactive .....	10
I.2.3.1	Nécessité de la compensation de puissance réactive.....	10
I.2.3.2	Modalités de la facturation de l'énergie réactive .....	12
I.2.4	Conclusion .....	13
<b>I.3</b>	<b>Dispositifs de compensation de puissance réactive utilisés sur le réseau 25 kV / 50 Hz de la SNCF.....</b>	<b>14</b>
I.3.1	Compensation fixe de la puissance réactive.....	14
I.3.2	Compensation variable de la puissance réactive.....	15
I.3.3	Conclusion .....	19
<b>I.4</b>	<b>Etude de la sous-station de Revest .....</b>	<b>20</b>
I.4.1	Caractéristiques de la sous-station de Revest.....	20
I.4.1.1	Données de la sous-station .....	20
I.4.1.2	Etude fréquentielle du circuit de traction.....	21
I.4.2	Pré-dimensionnement du compensateur statique.....	23
I.4.2.1	Puissance réactive fixe maximale à installer en sous-station.....	23
I.4.2.2	Analyse des relevés des consommations de puissance active et réactive.....	24

## I.1 Introduction

Aujourd'hui sur le réseau ferré monophasé 25 kV / 50 Hz, le fournisseur d'énergie électrique est amené à pénaliser la SNCF en facturant la consommation de puissance réactive en plus de la puissance active.

Dans la première partie de ce chapitre, un état des lieux de l'alimentation en monophasé 25 kV / 50 Hz est effectué. Il consiste à décrire l'alimentation de la caténaire et à identifier les différents types d'engins de traction qui consomment de l'énergie réactive.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée aux moyens mis en œuvre actuellement pour compenser la puissance réactive. La troisième partie traite de notre cas étude qui est une sous-station localisée au nord de Paris sur laquelle la SNCF souhaiterait implanter une nouvelle structure de compensateur de puissance réactive. Un pré-dimensionnement du dispositif de compensation est réalisé à partir de l'analyse des relevés de puissance active et réactive.

## I.2 Structure d'une alimentation monophasée 25 kV / 50 Hz

### I.2.1 Alimentation des caténaires de la SNCF

L'alimentation des caténaires de la SNCF se fait principalement en 1500 V continu ou en 25 kV / 50 Hz monophasé. [COU-99]

L'électrification du réseau débuta au début du 20<sup>ème</sup> siècle avec le 1500 V en France. L'alimentation des caténaires en courant continu est réalisée par des groupes transformateur / redresseur alimentés en triphasé à partir du réseau HT 63 kV ou 90 kV. La distance entre les sous-stations est variable selon le profil de la voie ferrée et le trafic. Elle se situe entre 8 et 25 km. Les puissances consommées par les sous-stations peuvent atteindre 15 MW.

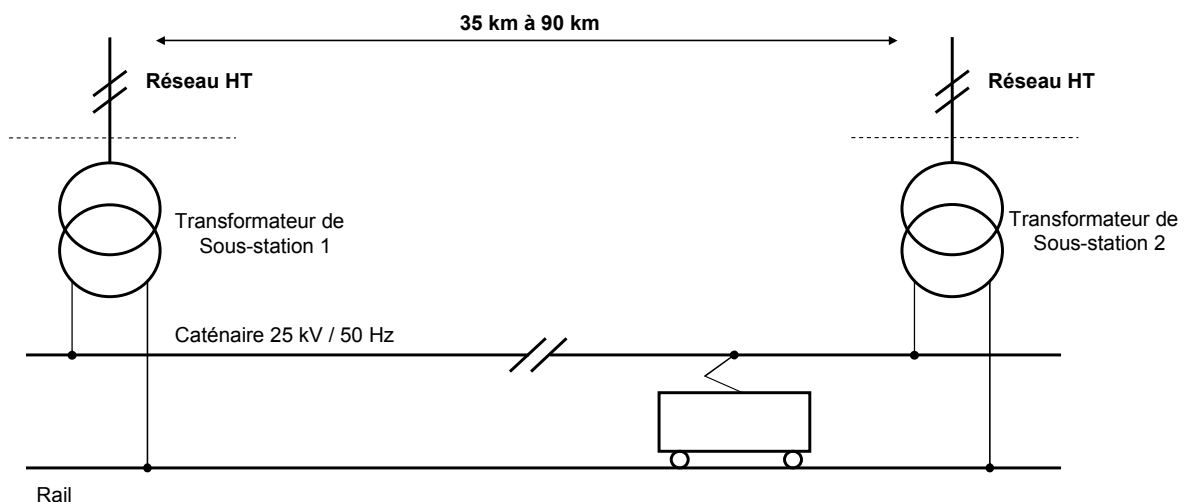


figure I.1 : Structure d'une alimentation monophasée 25 kV / 50 Hz



L'électrification en 25 kV / 50 Hz monophasée [WHI-04] débuta en 1954 avec la section Valenciennes – Thionville. Les caténaires 25 kV / 50 Hz sont alimentées par des sous-stations munies d'un transformateur monophasé dont les enroulements primaires sont connectés au réseau HT (63 kV à 400 kV). La distance entre les sous-stations peut varier de 35 km à 90 km selon le niveau de puissance souscrite (figure I.1). Les puissances des sous-stations peuvent atteindre 70 MVA.

L'alimentation en 25 kV / 50 Hz monophasé est plus avantageuse avec une économie de l'ordre de 30 % en termes d'investissement, d'exploitation et de maintenance du point de vue infrastructure.

## **I.2.2 Conversion alternatif – continu à bord des engins de traction**

Nous présentons différents types d'engins de traction en service sur le réseau monophasé 25 kV / 50 Hz et nous nous intéressons plus particulièrement à l'étage d'entrée. Les différents types de redresseurs équipant les locomotives y sont présentés. Le but est de faire, à partir des simulations sous PSIM, un premier bilan quant au facteur de déplacement et au contenu harmonique du courant absorbé par l'engin de traction. Deux familles de convertisseurs AC / DC sont à distinguer.

- le pont redresseur à commutation naturelle muni de thyristors et de diodes de redressement
- le pont monophasé à commutation forcée (PMCF) muni de modules à IGBT pour les engins les plus récents

### **I.2.2.1 Redresseurs à thyristors**

Pour ce type d'engins de traction, des ponts mixtes et / ou des ponts complets sont utilisés. Ce type de redresseur équipe actuellement la majorité des locomotives du réseau monophasé 25 kV / 50 Hz telles que par exemple :

- les locomotives BB 15000 (figure I.2) et TGV-PSE utilisant des moteurs à courant continu à excitation série
- les TVG-Atlantique, TVG-Thalys et les BB 26000 utilisant des moteurs synchrones alimentés par un onduleur de courant



*figure I.2 : Locomotive BB 15000*

A titre d'exemple, nous étudions dans cette partie l'étage d'entrée de la BB 15000 dont le schéma simplifié est présenté à la figure I.3.

La locomotive est équipée d'un transformateur comportant un enroulement primaire 25 kV et 4 enroulements secondaires. Son rôle est d'abaisser la tension pour que les convertisseurs au secondaire travaillent avec des niveaux de tensions compatibles avec les semi-conducteurs. Chaque moteur est alimenté par la mise en série d'un pont mixte et d'un pont complet.

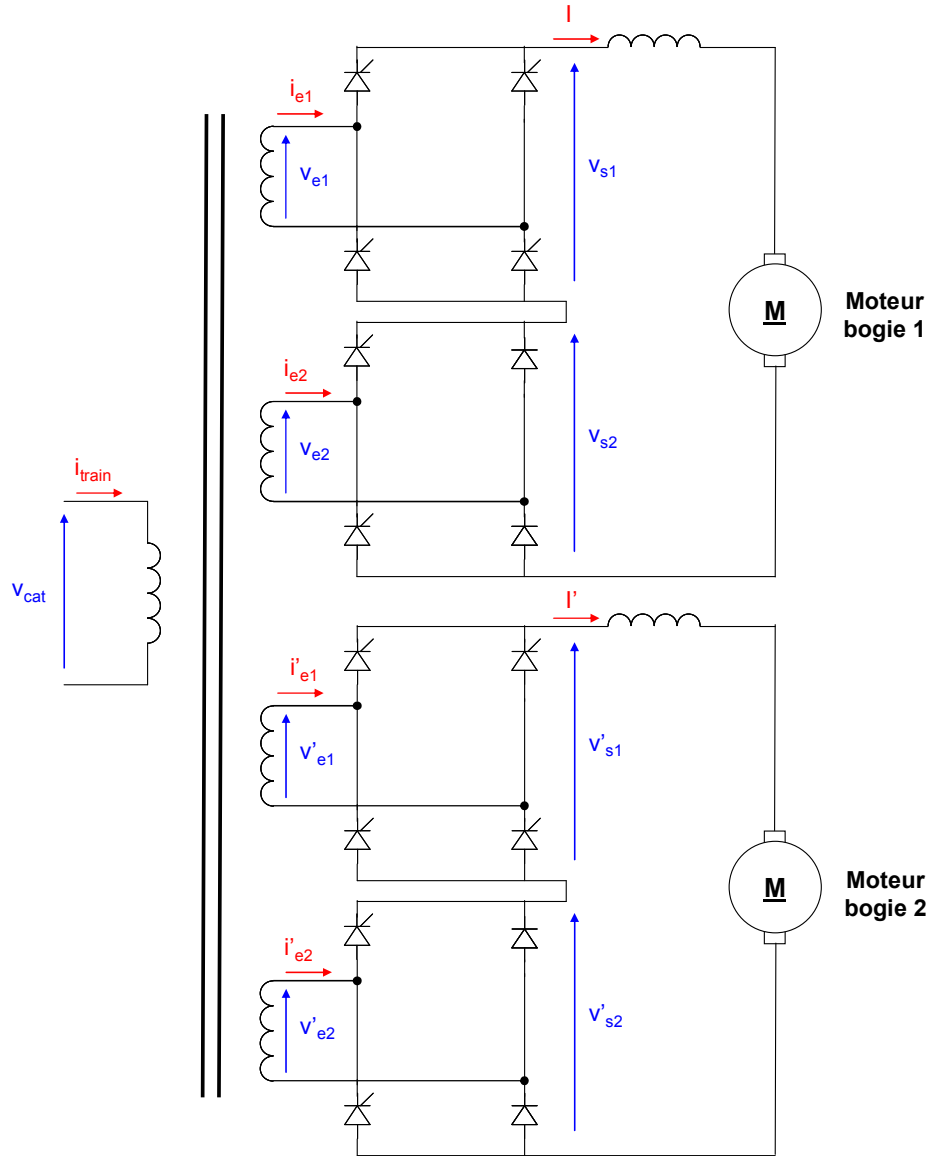


figure I.3 : Schéma de la partie puissance d'une locomotive de type BB 15000

La figure I.4 montre l'évolution théorique de la puissance réactive en fonction de la puissance active consommée. Nous considérons  $P_{Tmax}$  la puissance active maximale pour un courant donné. Pour une puissance inférieure à  $0,5.P_{Tmax}$ , le réglage de puissance est effectué sur le pont complet. L'angle de retard à l'amorçage  $\psi_1$  varie alors que l'angle de retard à l'amorçage  $\psi_2$  est égal à  $150^\circ$ . Pour une puissance comprise entre  $0,5.P_{Tmax}$  et  $P_{Tmax}$ , le réglage de puissance est effectué sur le pont mixte et  $\psi_1$  est égal à 0 alors que  $\psi_2$  varie.

Compte tenu du diagramme de la figure I.4, nous pouvons dire que le facteur de déplacement est mauvais lorsque le train fonctionne à puissance réduite ( $P_T < 0,5 \cdot P_{Tmax}$ )

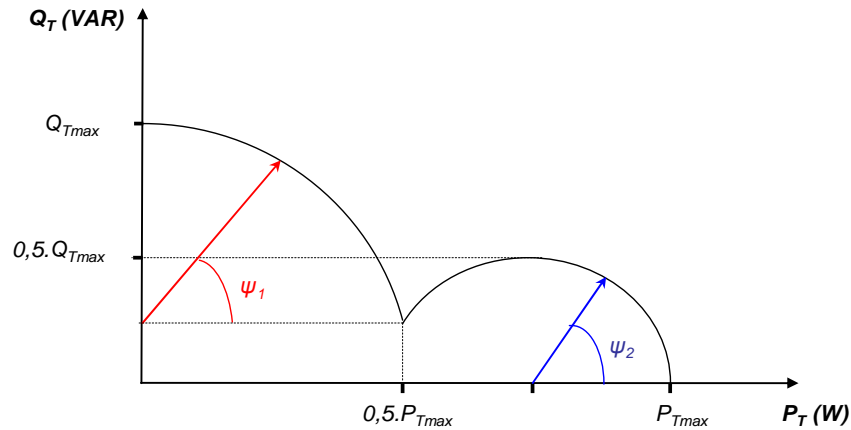


figure I.4 : Evolution théorique de la puissance réactive en fonction de la puissance active consommée par une locomotive

La figure I.5 montre la forme d'onde de courant absorbé par le train. Nous pouvons constater qu'il est distordu et qu'il contient des harmoniques de rang impair d'amplitude importante. Dans ce cas, le taux de distorsion harmonique du courant est de 50 %.

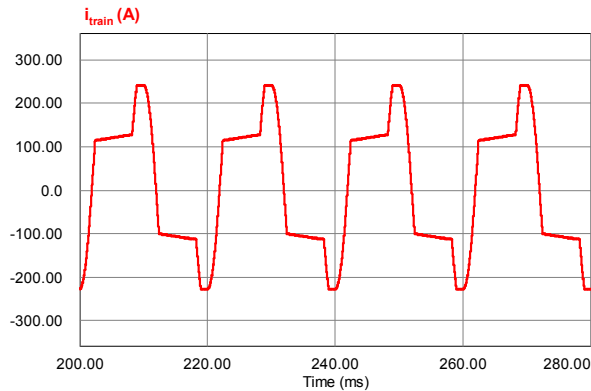


figure I.5 : Forme d'onde du courant consommé par la locomotive pour  $\frac{P_T}{P_{Tmax}} = 0,5$

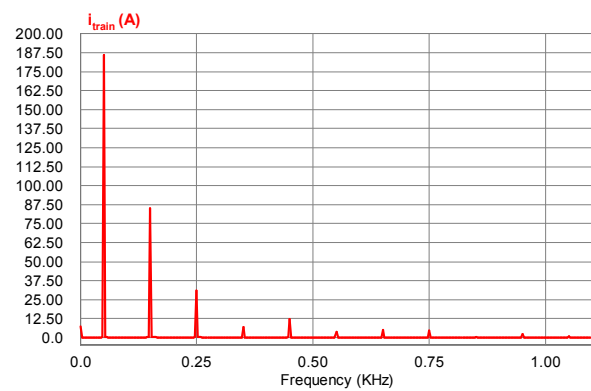


figure I.6 : Amplitude des harmoniques du courant consommé par la locomotive pour  $\frac{P_T}{P_{Tmax}} = 0,5$

### I.2.2.2 Redresseurs à absorption sinusoïdale

Le pont redresseur à absorption sinusoïdale permet une amélioration significative du facteur de puissance.

Depuis une quinzaine d'année, l'utilisation des ponts monophasés à commutation forcée (PMCF) se généralise sur les nouvelles locomotives du réseau monophasé 25 kV / 50 Hz. Les engins de traction tels la BB 36000, la BB 37000 (figure I.7) et plus récemment le TGV-POS en sont équipés. Les locomotives à PMCF sont appelées à remplacer complètement les locomotives à pont redresseur à thyristors du fait du renouvellement du parc électrique de la SNCF d'ici une vingtaine d'années.



figure I.7 : Locomotive BB 37000

A titre d'exemple nous présentons dans cette partie le principe de fonctionnement de l'étage d'entrée de la BB 37000 dont le schéma simplifié est présenté à la figure I.8.

La BB 37000 est une locomotive tri-tension (1,5 kV continu, 15 kV / 16 Hz 2/3 monophasé, 25 kV / 50 Hz monophasé). En configuration 25 kV / 50 Hz, la machine utilise en entrée un transformateur avec 4 secondaires. Chaque enroulement du secondaire est relié à un redresseur à absorption sinusoïdale muni de modules à IGBT commutant à une fréquence de découpage  $f_{dec} = 450 \text{ Hz}$ . La sortie de chaque redresseur est raccordée à un bus continu en tension à partir duquel sont alimentés un onduleur de tension triphasé et un moteur asynchrone de 1 MW.

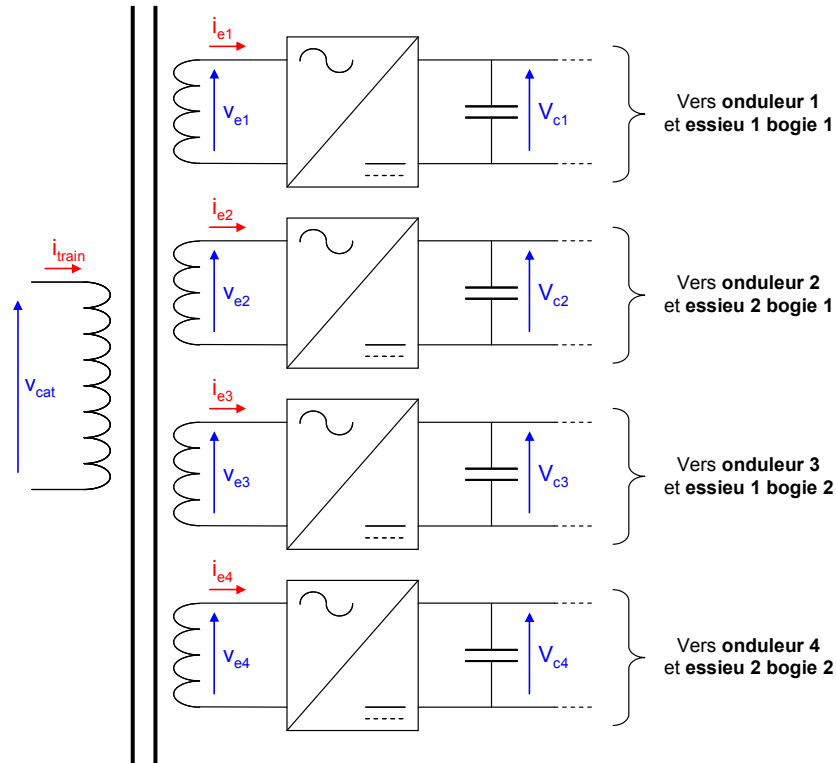


figure 1.8 : Etage d'entrée d'une locomotive BB 37000

Le schéma simplifié de la commande et du circuit de puissance d'un redresseur est présenté à la figure 1.9.

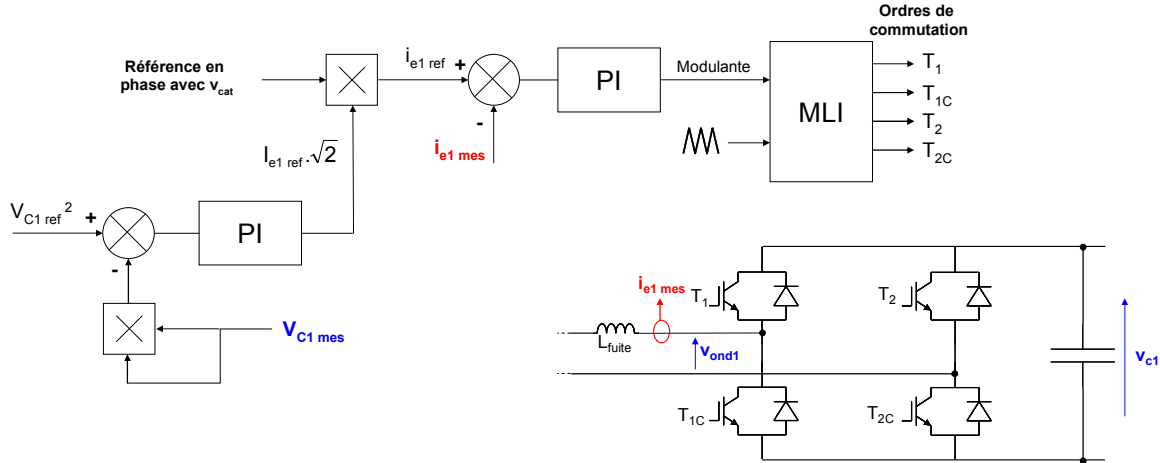


figure 1.9 : Schéma de la partie commande et de la partie puissance d'un redresseur à absorption sinusoïdale

Chaque redresseur est contrôlé par de deux boucles de régulation imbriquées. Une boucle rapide permet le contrôle du courant d'entrée du redresseur dont la référence est synchronisée avec la tension caténaire assurant ainsi le fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Une boucle lente permet la régulation de la tension aux bornes du condensateur. Il s'agit en fait d'une régulation de puissance, en effet nous procédons au contrôle du carré de la tension aux bornes du condensateur.

Les commandes des 8 cellules de commutation sont entrelacées, ainsi la fréquence apparente de l'ondulation du courant  $i_{train}$  est de  $8.f_{dec}$ . La figure 1.10 montre que le courant

absorbé par le train est quasi-sinusoïdal et en phase avec  $v_{cat}$ . Le facteur de puissance est unitaire quelle que soit la puissance absorbée par l'engin de traction.

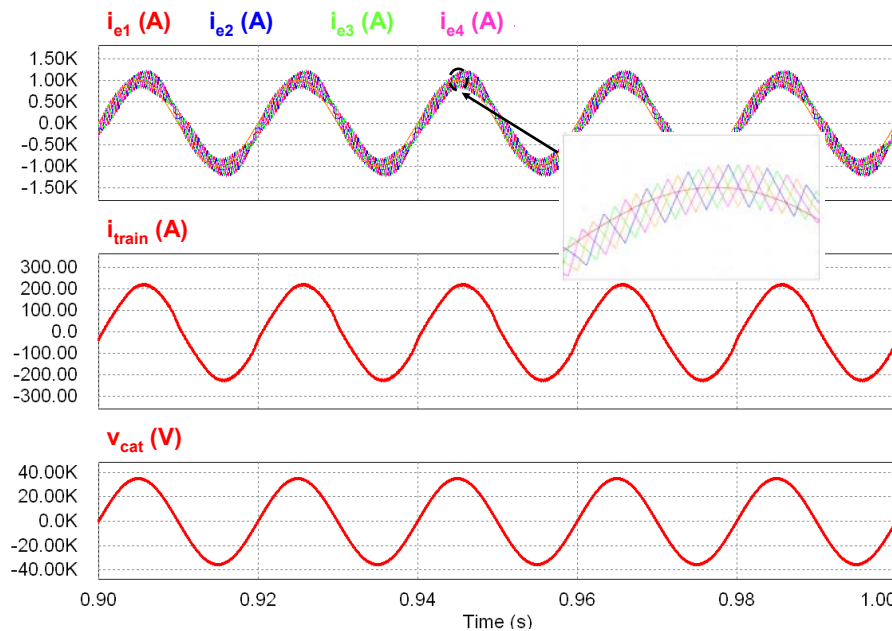


figure I.10 : Formes d'ondes des courants d'entrée des redresseurs, du courant consommé par la locomotive et de la tension caténaire

### I.2.2.3 Conclusion

Cette première analyse met en évidence que les engins de traction à thyristors fonctionnent avec un mauvais facteur de déplacement et absorbent un courant avec un taux de distorsion harmonique élevé.

Pour remédier à ces problèmes, la nouvelle génération de locomotives est équipée de PMCF permettant d'avoir un facteur de puissance unitaire. Ces engins restent encore minoritaires sur le réseau ferré et la SNCF doit donc payer une partie de l'énergie réactive consommée. Afin de limiter ces pénalités, des dispositifs de compensation de puissance réactive sont systématiquement insérés dans les sous-stations à fort trafic.

## I.2.3 Compensation de la puissance réactive

### I.2.3.1 Nécessité de la compensation de puissance réactive

Pour comprendre la nécessité de la compensation, nous allons étudier l'influence de la mise en circulation des locomotives sur un circuit de traction.

Le schéma électrique d'une alimentation d'un circuit de traction est donné à la figure I.11. Son modèle équivalent à la fréquence réseau est présenté à la figure I.12.

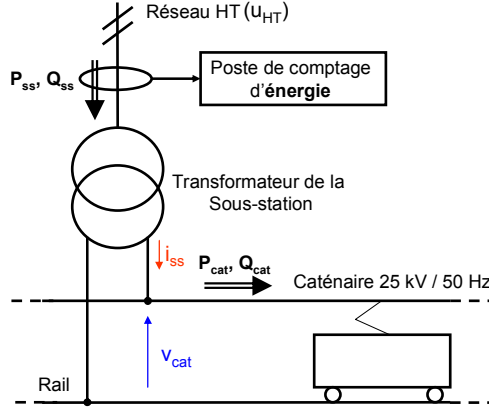


figure I.11 : Schéma d'une sous-station

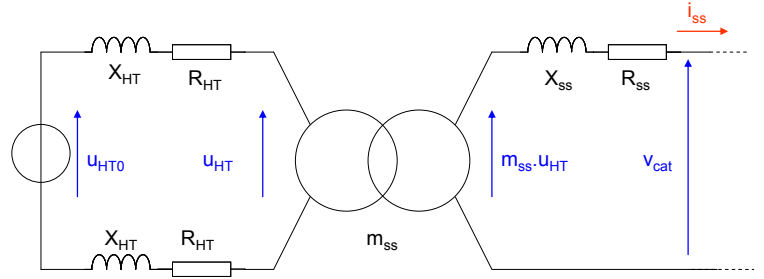


figure I.12 : Schéma d'une alimentation d'un circuit de traction

avec  $u_{HT0}$  : la tension entre phases du réseau triphasé amont délivrée par le fournisseur d'énergie électrique

$u_{HT}$  : la tension entre phases du réseau triphasé amont au point de raccordement

$R_{HT}$ ,  $X_{HT}$  : la résistance et la réactance par phase du réseau triphasé amont

$m_{ss}$  : le rapport de transformation du transformateur de la sous-station

$R_{ss}$ ,  $X_{ss}$  : la résistance et la réactance de fuite du transformateur ramenée au secondaire

$v_{cat}$  : tension entre la caténaire et le rail

$i_{ss}$  : courant absorbé au secondaire du transformateur

A partir de la figure I.12, on peut établir le modèle de Thévenin de l'alimentation du circuit de traction. Il sera utilisé pour analyser le comportement fréquentiel de la sous-station.

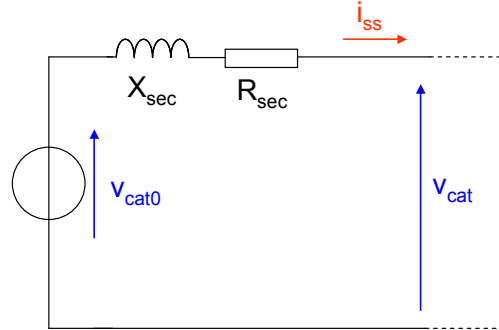


figure I.13 : Modèle équivalent de l'alimentation du circuit de traction

Les expressions de la réactance équivalent  $X_{sec}$  et de la résistance équivalente  $R_{sec}$  sont respectivement données par :

$$X_{sec} = 2.m_{ss}^2.X_{HT} + X_{ss} \quad (I-1)$$

$$R_{sec} = 2.m_{ss}^2.R_{HT} + R_{ss} \quad (I-2)$$

La valeur efficace de la tension  $v_{cat0}$  correspond à la valeur efficace de la tension à vide au secondaire du transformateur ( $V_{cat} = 27,5 \text{ kV}$ ). Son expression est donné par :

$$V_{cat0} = m_{ss}.U_{HT0} \quad (I-3)$$



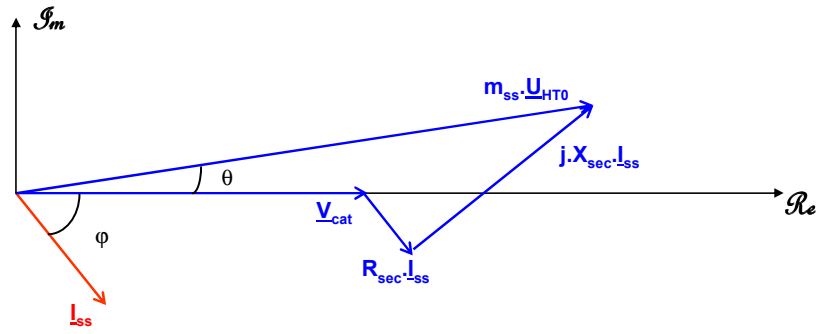


figure I.14 : Diagramme de Fresnel

Le diagramme de Fresnel du réseau est présenté à la figure I.14. En projetant sur les axes réel et imaginaire, nous obtenons les expressions suivantes :

$$m_{ss} \cdot U_{HT0} \cdot \cos \theta = X_{sec} \cdot I_{ss} \cdot \sin \varphi + R_{sec} \cdot I_{ss} \cdot \cos \varphi + V_{cat} \quad (I-4)$$

$$m_{ss} \cdot U_{HT0} \cdot \sin \theta = X_{sec} \cdot I_{ss} \cdot \cos \varphi - R_{sec} \cdot I_{ss} \cdot \sin \varphi \quad (I-5)$$

En considérant que l'impédance interne de l'alimentation est faible, ce qui revient à dire que l'angle  $\theta$  est très petit, nous pouvons aboutir à l'expression de la chute de tension  $\Delta V$  :

$$\Delta V = m_{ss} \cdot U_{HT0} - V_{cat} = X_{sec} \cdot I_{ss} \cdot \sin \varphi + R_{sec} \cdot I_{ss} \cdot \cos \varphi \quad (I-6)$$

Elle peut être reformulée de la façon suivante :

$$\Delta V = X_{sec} \cdot \frac{Q_{cat}}{V_{cat}} + R_{sec} \cdot \frac{P_{cat}}{V_{cat}} \quad (I-7)$$

avec  $Q_{cat}$  : la puissance réactive délivrée par la sous-station  
 $P_{cat}$  : la puissance active délivrée par la sous-station

En considérant que la valeur efficace de la tension  $U_{HT0}$  est constante, nous pouvons constater qu'en cas de très forte consommation de puissances, la tension caténaire va chuter. Sa valeur efficace peut être inférieure au seuil minimal fixé par la norme européenne EN 50 163 [EN-04] qui est de 19 kV en régime permanent. Il est donc nécessaire d'installer des dispositifs de compensation de puissance réactive dans des sous-stations à fort trafic pour un bon fonctionnement des locomotives.

Concernant maintenant le fournisseur d'énergie électrique, il fixe une limite de consommation en réactif. Lorsque ce seuil est dépassé, le client doit payer des pénalités pour le surplus de consommation de réactif. Cette mesure permet d'éviter de surdimensionner ses installations de transport et de distribution.

### I.2.3.2 Modalités de la facturation de l'énergie réactive

Le fournisseur d'énergie facture le surplus de consommation en énergie réactive lorsque la *tangente*  $\varphi$  est supérieure ou égale à 0,4. La facturation des pénalités est réalisée de novembre à mars pendant les heures de pointe de consommation (de 6 h à 22 h).



Les sous-stations sont équipées d'une centrale de mesure d'énergie permettant un relevé des puissances active et réactive moyenne toutes les 10 minutes.

$$P_{ssmoy} = \frac{\sum_{n=1}^{N_{10m}} P_{ss}(n)}{N_{10m}} \quad (I-8)$$

$$Q_{ssmoy} = \frac{\sum_{n=1}^{N_{10m}} Q_{ss}(n)}{N_{10m}} \quad (I-9)$$

avec  $N_{10m}$  : nombre de période réseau sur 10 minutes

L'énergie réactive facturable sur 10 minutes en Wh est donnée par :

$$W_{Qfac} = \frac{1}{6} \cdot (Q_{ssmoy} - 0,4 \cdot P_{ssmoy}) \quad (I-10)$$

Elle sera facturée si elle est positive.

## I.2.4 Conclusion

Pour la SNCF, les dispositifs ne sont pas uniquement installés pour réduire les pénalités résultant de la consommation d'énergie réactive. Leur connexion en sous-station permet de "booster" la tension caténaire. En effet une forte consommation de puissance active et de puissance réactive entraîne la diminution de la valeur efficace de la tension caténaire. Ainsi le fonctionnement optimal des trains n'est pas assuré.

Bien que les locomotives à PMCF supplanteront dans quelques années celles équipées de thyristors, il sera toujours primordial d'utiliser les compensateurs de puissance réactive. Leur rôle ne sera plus de réduire les pénalités en énergie réactif mais uniquement de booster la tension caténaire afin de faire face à l'augmentation du trafic.

### I.3 Dispositifs de compensation de puissance réactive utilisés sur le réseau 25 kV / 50 Hz de la SNCF

Dans le but de limiter les pénalités imposées par le fournisseur d'énergie électrique, deux types de compensateur de puissance réactive sont actuellement utilisés sur le réseau monophasé 25 kV de la SNCF. Le premier consiste à utiliser des batteries de compensation fixes. Le deuxième est un compensateur variable basé sur une réactance contrôlée par des thyristors.

#### I.3.1 Compensation fixe de la puissance réactive

Une batterie de compensation fixe est constituée d'une inductance  $L_{fix}$  en série avec un condensateur  $C_{fix}$  (figure I.15). Le dispositif est connecté au secondaire du transformateur de la sous-station entre la caténaire et le rail.

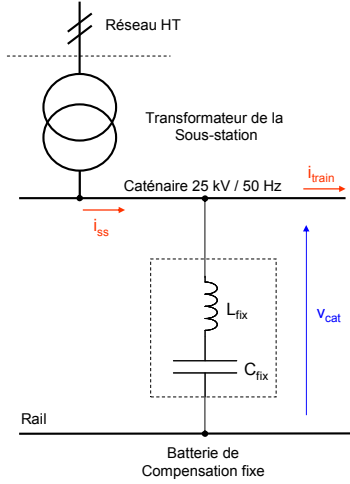


figure I.15 : Schéma d'une sous-station équipée d'une batterie de compensation fixe

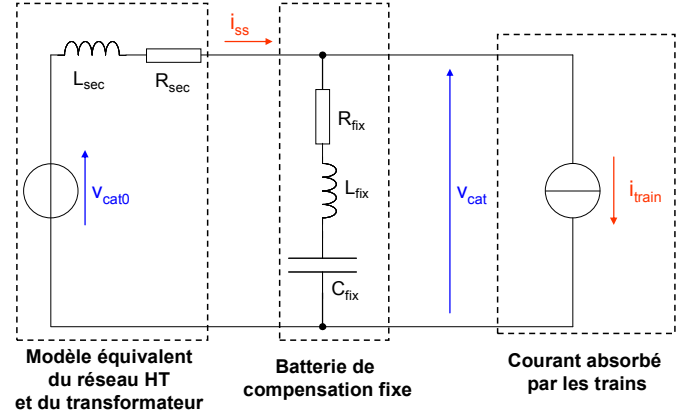


figure I.16 : Modèle équivalent de l'alimentation du circuit de traction

La puissance réactive fournie par la batterie de compensation fixe est donnée par :

$$Q_{COMP} = \frac{V_{cat}^2 \cdot C_{fix} \cdot \omega_{net}}{1 - L_{fix} \cdot C_{fix} \cdot \omega_{net}^2} \quad (I-11)$$

avec  $\omega_{net}$  : la pulsation du réseau

Comme les locomotives peuvent absorber un courant contenant des harmoniques de rang impair importants (figure I.6), la connexion de la batterie peut conduire à l'amplification des composantes harmoniques de  $i_{train}$ . C'est pour cela que la fréquence de résonance du filtre  $f_{rfix}$  est de 120 Hz (inférieure à 150 Hz harmoniques de rang 3 absorbé par les engins de traction).

$$f_{rfix} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{fix} \cdot C_{fix}}} \quad (I-12)$$

Le schéma équivalent de l'alimentation circuit de traction est représenté à la figure I.16. La source de courant  $i_{train}$  modélise les locomotives. En considérant que le circuit est non amorti (résistances  $R_{sec}$  et  $R_{fix}$  nulles) la fonction de transfert  $V_{cat} / I_{train}$  est donnée par :

$$\frac{V_{cat}}{I_{train}} = \frac{L_{sec} \cdot \omega \cdot (1 - L_{fix} \cdot C_{fix} \cdot \omega^2)}{1 - (L_{sec} + L_{fix}) \cdot C_{fix} \cdot \omega^2} \quad (I-13)$$

La fonction de transfert fait apparaître la fréquence de résonance  $f_{rfix}$  et une fréquence anti-résonance  $f_{arfix}$  dont l'expression est donnée par :

$$f_{arfix} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_{sec} + L_{fix}) \cdot C_{fix}}} \quad (I-14)$$

Cette anti-résonance est inférieure à  $f_{rfix}$  et ne doit pas correspondre à un harmonique caractéristique.

L'utilisation d'une batterie fixe peut poser un problème lorsque la caténaire n'est pas chargée. Dans ce cas de figure, l'expression de la chute de tension (I-7) est donnée par :

$$\Delta V = X_{sec} \cdot \frac{Q_{cat}}{V_{cat}} \quad (I-15)$$

La puissance réactive délivrée par la sous-station est négative

$$Q_{cat} = - \frac{V_{cat}^2 \cdot C_{fix} \cdot \omega_{net}}{1 - L_{fix} \cdot C_{fix} \cdot \omega_{net}^2} \quad (I-16)$$

Il y a surcompensation de la puissance réactive, cela signifie que  $V_{cat}$  est supérieure à  $m_{ss} \cdot U_{HT}$ . Or la norme européenne EN 50 163 stipule que  $V_{cat}$  doit être inférieure à 29 kV. Ainsi cette tension maximale à vide admissible fixe la limite de la puissance réactive des batteries de compensation à installer.

Pour des sous-stations ayant une consommation d'énergie réactive très élevée et dont la limite en installation de batteries est atteinte, il est nécessaire de compléter la partie fixe par une partie réglable. Ainsi le niveau de compensation est adapté à la consommation.

### I.3.2 Compensation variable de la puissance réactive

Le réseau ferré est aujourd'hui équipé de trois compensateurs variables de puissance réactive à base de thyristors. Le premier a été conçu dans le cadre du projet européen HVB (High Voltage Booster) qui a démarré en 1998 [CRA-99]. L'objectif de ce projet était d'étudier et de réaliser un dispositif capable de compenser en temps réel la chute de la tension caténaire sur le réseau monophasé 25 kV / 50 Hz due à l'augmentation du trafic. Le compensateur a été mis en service en 2002 [ZAN-05].

Le schéma de la sous-station avec le compensateur statique est présenté à la figure I.17. Il permet de compenser une puissance réactive maximale de 10 MVAR sous 25 kV. Il comprend un filtre shunt accordé sur 150 Hz constituée d'une batterie de condensateur  $C_{sh}$  et d'une bobine  $L_{sh}$  et une partie variable constituée d'une réactance contrôlée par des thyristors (TCR) [BAC-01]. Les photos des éléments réactifs du statocompensateur sont présentées à la figure I.18 et à la figure I.19.

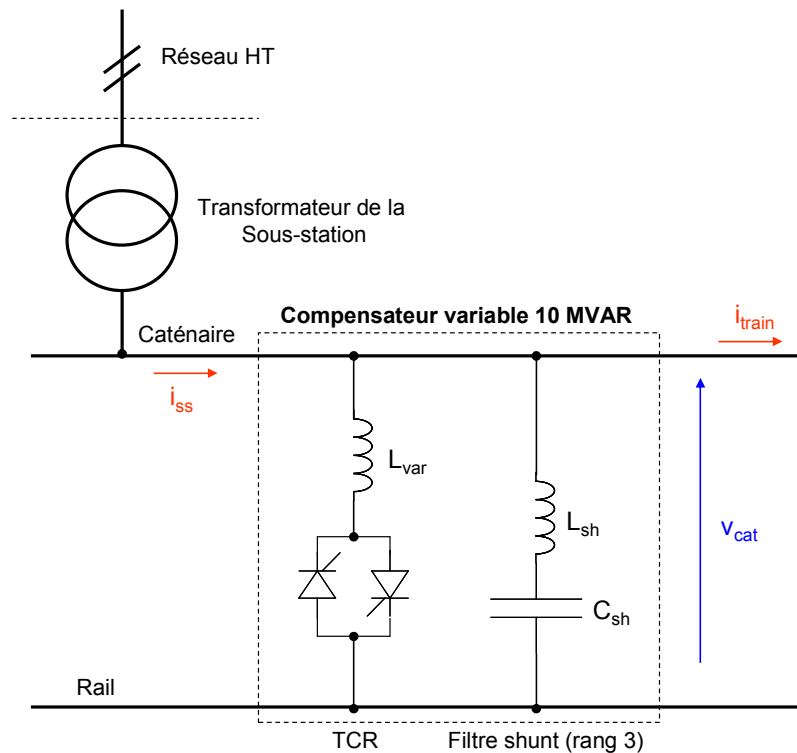


figure I.17 : Schéma d'une sous-station équipée d'une batterie de compensation fixe et d'un compensateur statique à réactance contrôlée par des thyristors

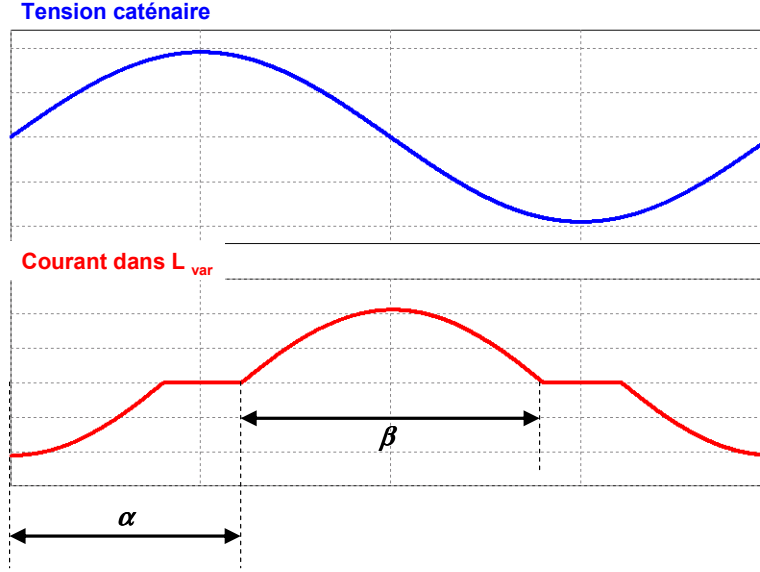


figure I.18 : Inductance  $L_{var}$



figure I.19 : Filtre shunt  $C_{sh} - L_{sh}$

La régulation de la puissance réactive se fait par action sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors  $\alpha$ . Les formes d'ondes idéales de la tension caténaire et du courant dans  $L_{var}$  sont présentées à la figure I.20. Nous observons que le courant circulant dans  $L_{var}$  est distordu.


 figure 1.20 : Formes d'ondes de la tension caténaire et du courant dans  $L_{var}$ 

Le courant instantané est donné par :

$$i_{L_{var}}(t) = \frac{V_{cat}}{L_{var} \cdot \omega_{net}} (\cos(\alpha) - \cos(\omega_{net} \cdot t)) \quad (I-17)$$

La valeur efficace du fondamental du courant dans l'inductance  $L_{var}$  est donnée par :

$$I_{L_{var}} = \frac{V_{cat}}{L_{var} \cdot \omega_{net}} \left( \frac{\beta - \sin(\beta)}{\pi} \right) \quad (I-18)$$

avec  $\beta$  : l'angle de conduction des thyristors

L'expression de la puissance réactive consommée par l'inductance  $Q_{L_{var}}$  est donnée par :

$$Q_{L_{var}} = \frac{V_{cat}^2}{L_{var} \cdot \omega_{net}} \left( \frac{\beta - \sin(\beta)}{\pi} \right) \quad (I-19)$$

Avec la puissance réactive consommée par le filtre shunt  $Q_{sh}$

$$Q_{sh} = -V_{cat}^2 \cdot \frac{C_{sh} \cdot \omega_{net}}{1 - L_{sh} \cdot C_{sh} \cdot \omega_{net}^2} \quad (I-20)$$

Nous aboutissons à l'expression de puissance réactive totale consommée par le compensateur :

$$Q_{COMP} = V_{cat}^2 \left( \frac{\beta - \sin(\beta)}{\pi \cdot L_{var} \cdot \omega_{net}} - \frac{C_{sh} \cdot \omega_{net}}{1 - L_{sh} \cdot C_{sh} \cdot \omega_{net}^2} \right) \quad (I-21)$$

Nous pouvons ainsi tracer les caractéristiques de puissances réactives en fonction de l'angle de conduction des thyristors (avec  $V_{cat} = 25000$  V) :

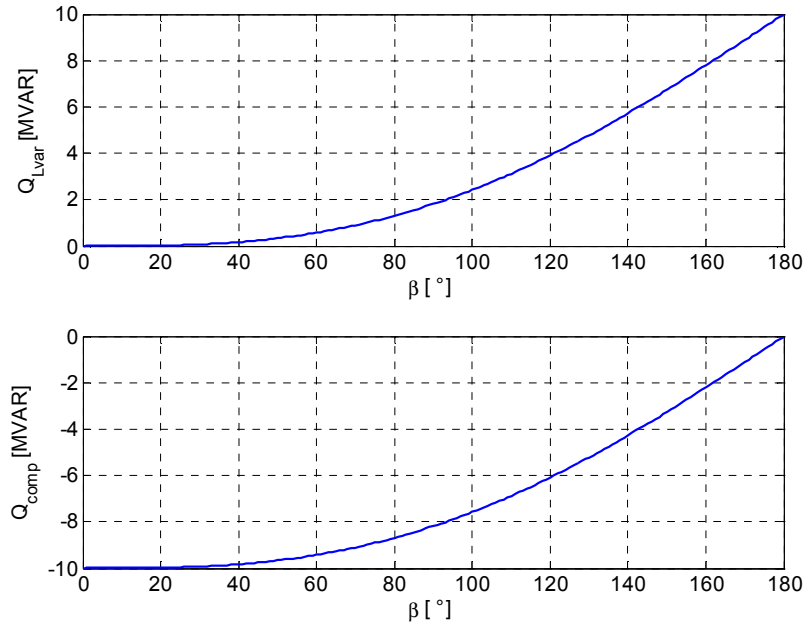


figure I.21 : Evolution de puissances réactives en fonction de l'angle de conduction des thyristors

En observant la figure I.21, lorsque le dispositif complet ne compense pas, la puissance réactive consommée par  $L_{var}$  est maximale. Ce qui revient à dire que les pertes en conduction dans les thyristors sont maximales.

Concernant les harmoniques du courant, l'expression de la valeur efficace de l'harmonique de rang  $n$  du courant dans  $L_{var}$  est donnée par :

$$I_{Lvar}(n) = \frac{V_{cat}}{L_{var} \cdot \omega_{net}} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\sin(0,5.n.\beta) \cdot \cos(0,5.\beta) - n \cdot \sin(0,5.\beta) \cdot \cos(0,5.n.\beta)}{n(n^2 - 1)} \quad (I-22)$$

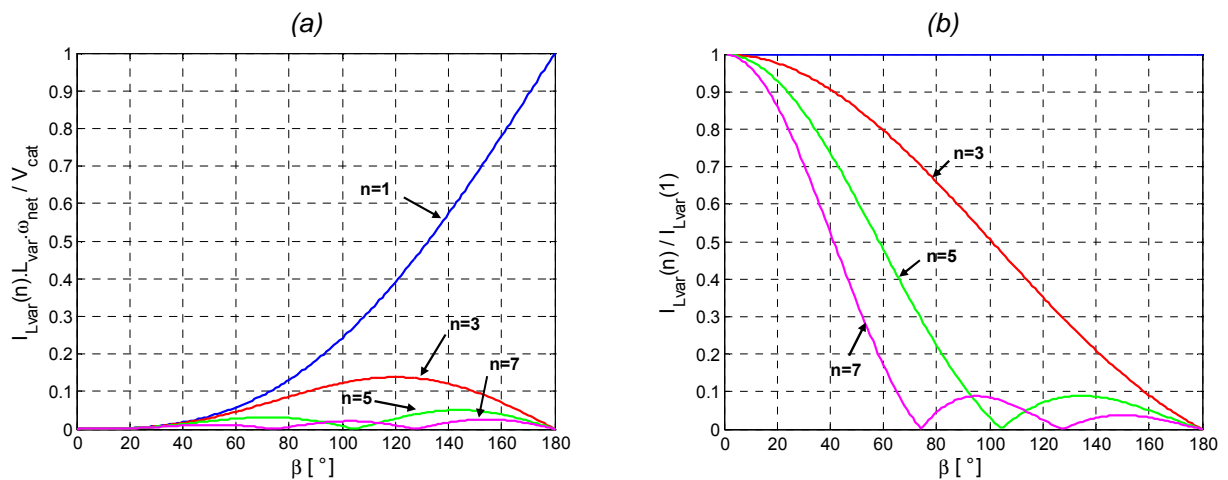


figure I.22 : Bilan des harmoniques générés par le compensateur statique en fonction de l'angle  $\alpha$

La figure I.22 montre que l'amplitude de l'harmonique 3 du courant peut être très importante (jusqu'à 34 % de l'amplitude du fondamental pour  $\beta=120^\circ$ ) d'où la mise en place du filtre shunt  $L_{sh} - C_{sh}$  accordé sur 150 Hz. Le dimensionnement de ce filtre shunt doit aussi tenir compte de l'harmonique 3 du courant généré par les locomotives qui peut être important (figure I.6). Il est donc volumineux (figure I.19).

### **I.3.3 Conclusion**

Les batteries de compensation fixes constituent un moyen économique et simple à mettre en œuvre. Néanmoins la tension maximale à vide admissible limite cette compensation fixe. C'est pour cela que les batteries fixes d'une sous-station de la SNCF doivent être complétées par un dispositif réglable qui permet d'adapter le niveau de compensation à la consommation.

La topologie utilisée pour réaliser ce convertisseur est une réactance contrôlée par des thyristors. Cette structure qui a fait ses preuves pour des applications en triphasé est équipée de semi-conducteurs peu coûteux et ne nécessite pas de transformateur abaisseur. Cependant un des problèmes de ce dispositif concerne les pertes dans les semi-conducteurs qui sont maximales lorsque le dispositif ne compense pas. L'autre inconvénient est qu'il génère des courants harmoniques importants en basse fréquence et nécessite la mise en place d'un filtre LC volumineux et générateur de bruit acoustique.

Dans le cadre de ce travail de thèse, nous avons donc recherché une nouvelle structure de compensateur de puissance réactive utilisant un contrôle à modulation de largeur d'impulsion qui permet de s'affranchir du filtre shunt LC tout en ayant des pertes acceptables.

## I.4 Etude de la sous-station de Revest

Notre étude concerne la sous-station de Revest localisée au nord de Paris près de la première gare d'Europe pour le trafic de voyageurs. Cette sous-station est très grosse consommatrice d'énergie réactive. Avec les batteries existantes, les pénalités que doit payer la SNCF au fournisseur d'énergie électrique sont de l'ordre de 500 k€/ an.

L'objectif est d'étudier un dispositif de compensation de puissance réactive qui permettra de réduire de façon significative les pénalités sans avoir à modifier les installations fixes. Dans cette partie nous allons dimensionner, en fonction des relevés de consommation des puissances active et réactive, le compensateur statique à insérer dans la sous-station.

### I.4.1 Caractéristiques de la sous-station de Revest

#### I.4.1.1 Données de la sous-station

La configuration de la sous-station de Revest est présentée à la figure I.23.

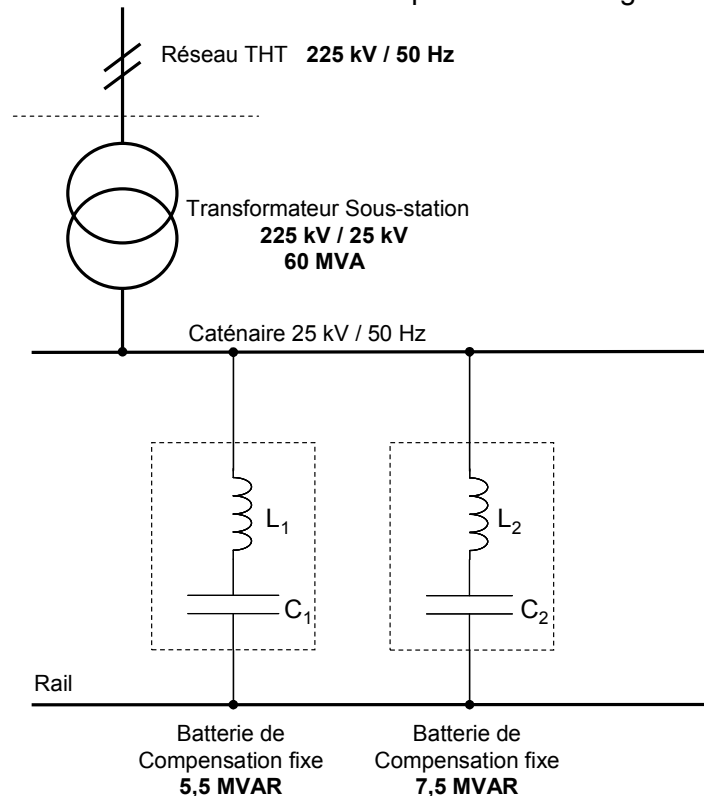


figure I.23 : Schéma de la sous-station de Revest

La sous-station est équipée d'un transformateur monophasé de 60 MVA. Le bobinage côté primaire est connecté entre deux phases du réseau triphasé 225 kV / 50 Hz. Le bobinage secondaire est relié entre la caténaire et le rail.

Pour compenser une partie de l'énergie réactive, la sous-station est actuellement munie de deux batteries de compensation fixes (5,5 MVAR et 7,5 MVAR sous 27,5 kV) dont la fréquence propre est de 120 Hz.



Les paramètres de l'alimentation du circuit de traction sont reportés dans le tableau I-1.

	Caractéristiques	
<b>Réseau THT amont</b>	Tension nominale Puissance de court circuit $\cos\varphi$ en court circuit	$U_{HT} = 225 \text{ kV}$ $S_{HTcc} = 5000 \text{ MVA}$ $\cos\varphi_{HTcc} = 0,18$
<b>Transformateur monophasé</b>	Puissance nominale Tension primaire nominale Tension secondaire à vide Impédance de fuite ramenée au secondaire	$S_{ssn} = 60 \text{ MVA}$ $U_{ssp} = 225 \text{ kV}$ $V_{cat0} = 27,5 \text{ kV}$ $Z_{ss} = 2,5 \Omega$ (avec $\varphi_{ss} = 80^\circ$ )
<b>Batteries de compensation fixes</b>	<u>Batterie 1</u> (5,5 MVAR) Condensateur 1 Inductance 1 Pertes pour $I_{1n} = 260 \text{ A}$ <u>Batterie 2</u> (7,5 MVAR) Condensateur 2 Inductance 2 Pertes pour $I_{2n} = 400 \text{ A}$	$C_1 = 19 \mu\text{F}$ $L_1 = 87,5 \text{ mH}$ $P_{e1} = 34 \text{ kW}$ $C_2 = 26 \mu\text{F}$ $L_2 = 62,5 \text{ mH}$ $P_{e2} = 40 \text{ kW}$

tableau I-1 : Caractéristiques électriques des éléments de la sous-station de Revest

#### I.4.1.2 Etude fréquentielle du circuit de traction

Le schéma équivalent de la sous-station est présenté à la figure I.24.

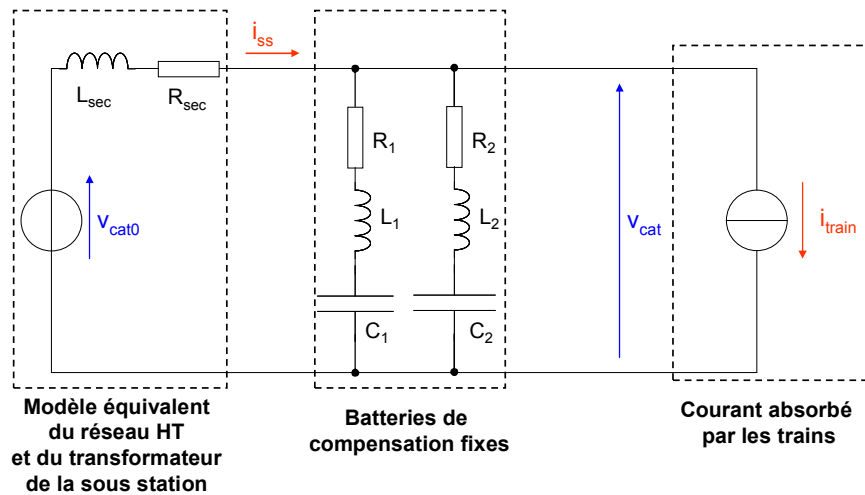


figure I.24 : Modèle équivalent de la sous-station de Revest

La source de courant  $i_{train}$  représente le courant absorbé par les trains

A partir des données du tableau I-1 et en utilisant les expressions (I-1) et (I-2), nous obtenons  $L_{sec} = 7,8 \text{ mH}$  et  $R_{sec} = 0,43 \Omega$ .

Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont déterminées à partir des pertes dans les inductances  $L_1$  et  $L_2$  (tableau I-1). Ainsi nous obtenons  $R_1 = 0,5 \Omega$  et  $R_2 = 0,25 \Omega$ .

Les valeurs résistances  $R_{sec}$ ,  $R_1$  et  $R_2$  sont très petites par rapport aux modules des impédances  $Z_{sec}$ ,  $Z_1$  et  $Z_2$ . Pour la suite de l'étude, par souci de simplification, nous les négligeons.

Intéressons nous maintenant au comportement fréquentiel du circuit de traction. La fonction de transfert  $V_{cat} / I_{train}$  est donnée par :

$$\frac{V_{cat}}{I_{train}}(p) = \left[ \frac{1}{Z_1(p)} + \frac{1}{Z_2(p)} + \frac{1}{Z_{sec}(p)} \right]^{-1} \quad (I-23)$$

avec  $Z_1, Z_2$  : les impédances des batteries de compensation fixes

$$Z_1(p) = \frac{1 + L_1 \cdot C_1 \cdot p^2}{C_1 \cdot p} \quad (I-24)$$

$$Z_2(p) = \frac{1 + L_2 \cdot C_2 \cdot p^2}{C_2 \cdot p} \quad (I-25)$$

Le gain de  $V_{cat} / I_{train}$  en fonction de la fréquence est présenté à la figure I.25. Nous retrouvons la fréquence propre des batteries fixes (120 Hz) et la fréquence de l'anti-résonance  $f_{ar}$  dont l'expression est donnée ci-après :

$$f_{ar} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left( L_{sec} + \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}} \right) \cdot (C_1 + C_2)}} \quad (I-26)$$

Cette anti-résonance est de 109 Hz et ne correspond pas à un harmonique caractéristique généré par les locomotives. Donc nous pouvons dire que le comportement du circuit de traction ne sera pas modifié lors de l'insertion des batteries fixes.

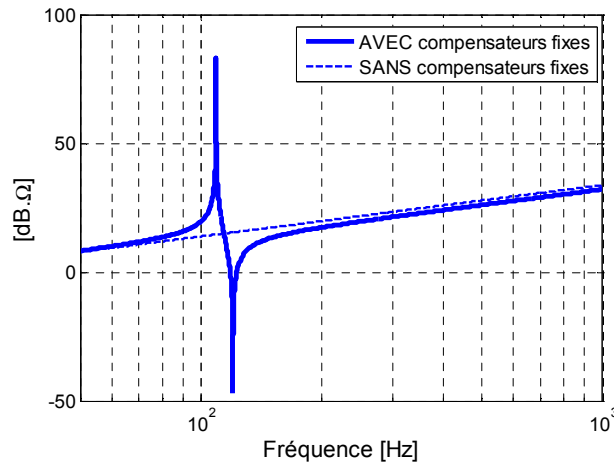


figure I.25 : Gain de la fonction de transfert  $\frac{V_{cat}}{I_{train}}(p)$

## I.4.2 Pré-dimensionnement du compensateur statique

Nous abordons dans cette partie l'analyse des relevés de puissances consommées par la sous-station. Nous allons étudier l'influence du dimensionnement du compensateur de puissance réactive sur l'énergie réactive facturée.

### I.4.2.1 Puissance réactive fixe maximale à installer en sous-station

Tout d'abord, nous étudions l'influence de l'insertion d'une nouvelle batterie de compensation fixe  $L_{fix}-C_{fix}$  dans le circuit de traction (figure I.26) avec leurs valeurs fixées par la tension limite admissible à vide (29 kV).

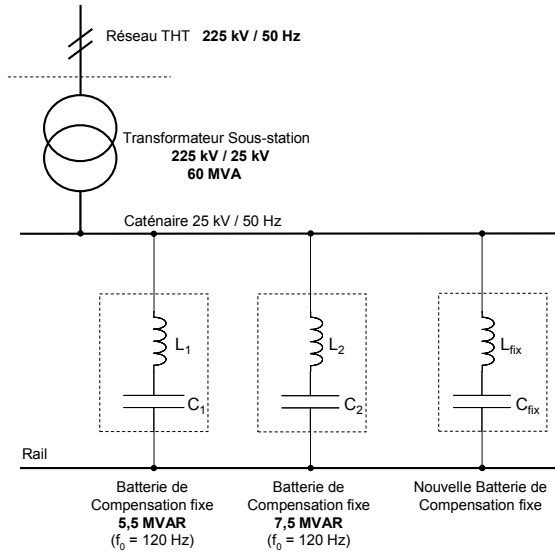


figure I.26 : Schéma de la sous-station de Revest avec une nouvelle batterie de compensation fixe

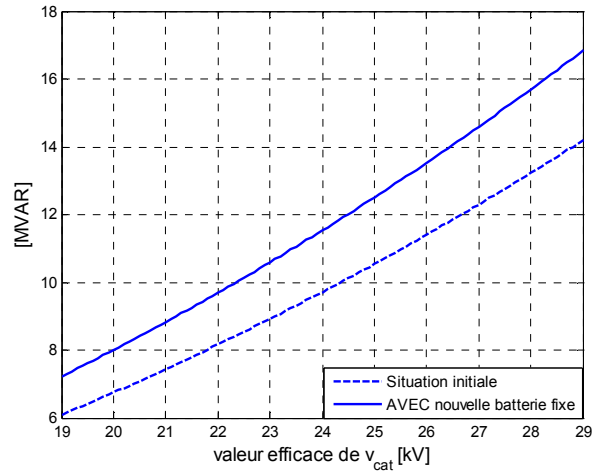


figure I.27 : Puissance réactive compensée en fonction de la tension caténaire

La chute de tension est donnée par :

$$\Delta V = m_{ss} \cdot U_{HT0} - V_{cat} = X_{sec} \cdot \frac{Q_{COMP}}{V_{cat}} \quad (I-27)$$

avec  $Q_{COMP}$  : la puissance réactive fournie par les batteries fixes dont l'expression est donnée par :

$$Q_{COMP} = V_{cat}^2 \left( -\frac{C_{fix} \cdot \omega_{net}}{1 - L_{fix} \cdot C_{fix} \cdot \omega_{net}^2} - \frac{C_1 \cdot \omega_{net}}{1 - L_1 \cdot C_1 \cdot \omega_{net}^2} - \frac{C_2 \cdot \omega_{net}}{1 - L_2 \cdot C_2 \cdot \omega_{net}^2} \right) \quad (I-28)$$

En fixant la fréquence propre du filtre à 120 Hz,  $m_{ss} \cdot U_{HT0}$  à 27,5 kV et  $V_{cat}$  à 29 kV, nous obtenons ainsi  $L_{fix} = 212 \text{ mH}$  et  $C_{fix} = 8,28 \text{ }\mu\text{F}$ .

La figure I.27 nous montre la puissance compensée totale avec et sans nouvelle batterie de compensation fixe en fonction de  $V_{cat}$ . Nous constatons que lorsque la sous-station est fortement chargée, la puissance réactive compensée est fortement diminuée. Par exemple, elle passe de 13 MVAR sous 27,5 kV à 6,5 MVAR sous 20 kV. Nous remarquons que la batterie fixe ne permettra d'augmenter la compensation que de 1,2 MVAR sous 20 kV (+ 18 %). C'est pour cela que nous proposons d'ajouter aux batteries existantes un dispositif de compensateur de puissance réactive réglable. Ainsi le niveau de compensation est adapté à la consommation.

### I.4.2.2 Analyse des relevés des consommations de puissance active et réactive

La figure I.28 présente la configuration du circuit de traction de Revest avec le compensateur statique. Afin de dimensionner ce dispositif, une analyse des relevés de puissances est réalisée.

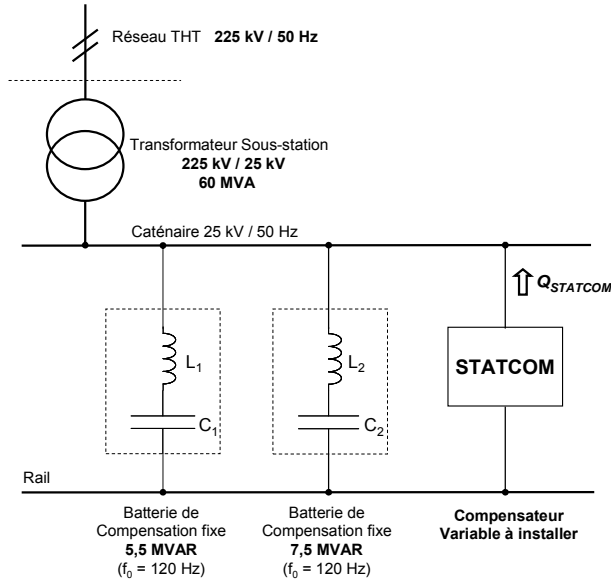


figure I.28 : Schéma de la sous-station de Revest avec le compensateur statique

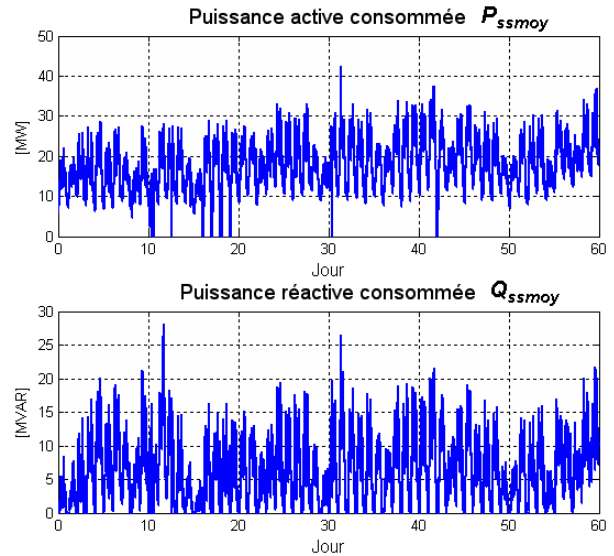


figure I.29 : Relevés des puissances active et réactive moyennées sur 10 minutes

La figure I.29 présente les enregistrements de la puissance active et réactive moyennées sur 10 minutes (voir expressions (I-8) (I-9)) entre le 1<sup>er</sup> novembre 2008 et le 31 décembre 2008. Ces relevés sont réalisés au poste de comptage d'énergie de la sous-station de Revest. Nous pouvons constater qu'il y a de très fortes fluctuations des puissances et qu'elles peuvent atteindre 41 MW pour la puissance active et 28 MVAR pour la puissance réactive.

Nous allons maintenant exprimer l'énergie réactive facturée en fonction de la puissance réactive maximale du dispositif de compensation variable.

Nous rappelons que l'énergie réactive facturée (en VARh) est donnée par :

$$W_{Qfac} = \frac{1}{6} \cdot (Q_{ssmoy} - 0,4 \cdot P_{ssmoy}) \quad (I-29)$$

L'expression de la puissance réactive totale consommée par la sous-station munie du compensateur statique est donnée par :

$$Q'_{ssmoy} = Q_{ssmoy} - Q_{STATCOM} \quad (I-30)$$

avec  $Q'_{ssmoy}$  : la puissance réactive relevée  
 $Q_{STATCOM}$  : la puissance réactive maximale du compensateur variable

Ainsi l'énergie réactive totale facturée sur les deux mois de relevés est donnée par :

$$W'_{Qfac} = \sum_1^{N_{2M}} W_{Qfac} = \sum_1^{N_{2M}} \left[ \frac{1}{6} \cdot (Q_{ssmoy} - Q_{STATCOM} - 0,4 \cdot P_{ssmoy}) \right] \quad (I-31)$$

avec  $N_{2M}$  : nombre de période de 10 minutes sur 2 mois

L'énergie réactive facturée sur 10 minutes  $W'_{Qfac}$  est prise en compte pendant les heures de pointe (de 6 h à 22 h) et si elle est positive.

La figure I.30 présente le tracé de l'énergie réactive totale facturée sur deux mois en fonction de la puissance réactive maximale du dispositif de compensation variable  $Q_{STATCOM}$ .

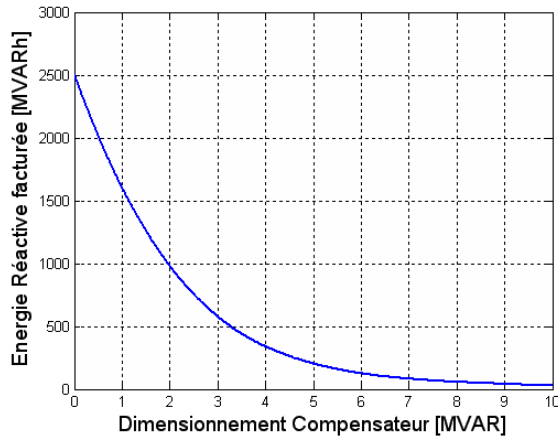


figure I.30 : Energie réactive totale facturée en fonction du dimensionnement du compensateur

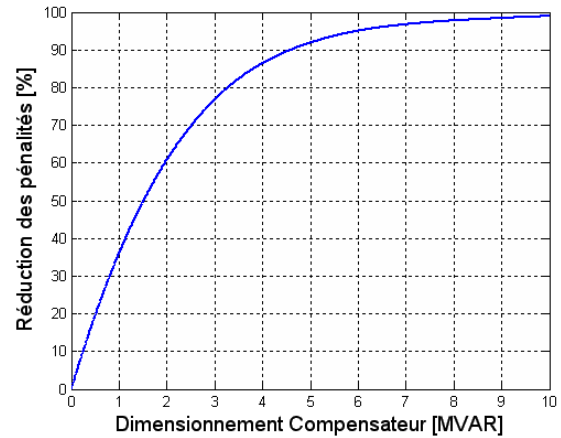


figure I.31 : Réduction des pénalités en fonction du dimensionnement du compensateur

Nous pouvons dire qu'il est inutile de surdimensionner le compensateur car le gain en énergie réactive facturée devient faible au-delà de 5 MVAR. Nous pouvons aboutir à un bon compromis entre la baisse des pénalités et le dimensionnement du compensateur qui doit se situer entre 3 et 4 MVAR. Ainsi les pénalités sont réduites d'environ 80 %.

Dans la suite de l'étude, le dispositif de compensation de puissance réactive à insérer dans la sous-station de Revest sera dimensionné pour 3 MVAR. Comme nous l'avons montré dans le paragraphe I.3, le nouveau dispositif doit fonctionner en MLI afin de minimiser les éléments de filtrage associés.



# Chapitre II

## Etude comparative à la limite thermique de fonctionnement des semi-conducteurs de Compensateurs de Puissance Réactive

<b>II.1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>28</b>
<b>II.2</b>	<b>Présentation des topologies avec les formes d'ondes idéales .....</b>	<b>28</b>
II.2.1	Onduleur de tension.....	28
II.2.1.1	Compensateur de puissance réactive à base d'onduleur de tension .....	28
II.2.1.2	Fonctionnement à bus DC constant .....	29
II.2.1.3	Fonctionnement à bus DC variable .....	30
II.2.2	Gradateur MLI.....	31
II.2.2.1	Principe du gradateur MLI .....	31
II.2.2.2	Utilisation du gradateur MLI pour la compensation de puissance réactive.....	33
II.2.2.3	Gradateur abaisseur de tension .....	34
II.2.2.4	Gradateur abaisseur à diviseur de tension actif.....	36
II.2.2.5	Gradateur élévateur de tension .....	37
<b>II.3</b>	<b>Calcul des pertes .....</b>	<b>41</b>
II.3.1	Expressions analytiques des pertes dans les semi-conducteurs .....	41
II.3.1.1	Généralités sur le calcul analytique des pertes dans les semi-conducteurs...	41
II.3.1.2	Onduleur de tension à Bus DC constant.....	43
II.3.1.3	Onduleur de tension à Bus DC variable.....	45
II.3.1.4	Gradateur MLI .....	48
II.3.2	Validation des expressions analytiques des pertes dans les semi-conducteurs	51
II.3.2.1	Semi-conducteur considéré pour l'étude comparative .....	51
II.3.2.2	Comparaison entre les pertes analytiques et les pertes PSIM.....	52
<b>II.4</b>	<b>Etude comparative à la limite thermique de fonctionnement des semi-conducteurs .....</b>	<b>55</b>
II.4.1	Description du programme développé sous Matlab.....	55
II.4.2	Cas du compensateur statique avec gradateur MLI abaisseur de tension à diviseur de tension actif.....	57
II.4.3	Cas du compensateur statique avec gradateur MLI élévateur de tension à diviseur de tension actif.....	59
II.4.4	Bilan de l'étude comparative et conclusion.....	61

## II.1 Introduction

Le chapitre 2 concerne l'étude comparative de compensateurs de puissance réactive utilisant un contrôle par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Par rapport au compensateur à thyristors vu dans le chapitre 1, ce type de compensateur permet de réduire de façon significative le volume des éléments réactifs vu que les semi-conducteurs commutent à une fréquence de découpage élevée.

Cependant l'inconvénient majeur est les pertes en commutation dans les semi-conducteurs. Voilà pourquoi le travail développé dans ce chapitre est principalement consacré à l'étude des pertes afin de déterminer le ou les compensateurs présentant un rendement acceptable.

Les compensateurs de puissance réactive sont équipés d'IGBT associés à des diodes rapides. Nous considérons dans notre étude une brique élémentaire constituée de deux cellules de commutation bidirectionnelles en courant et unidirectionnelles en tension. Les différents dispositifs de compensation étudiés sont basés sur des associations d'onduleurs de tension et de gradateurs MLI.

Le principe et les formes d'ondes caractéristiques des différentes structures sont présentés dans la première partie de ce chapitre. La deuxième partie est consacrée aux calculs des pertes dans les semi-conducteurs en considérant des formes d'ondes idéales. Les semi-conducteurs considérés sont des modules de traction à IGBT 3,3 kV / 1,5 kA. Dans la troisième partie de ce chapitre, la comparaison des structures est réalisée à la limite thermique de fonctionnement des semi-conducteurs (température de jonction égale à 125°C).

## II.2 Présentation des topologies avec les formes d'ondes idéales

### II.2.1 Onduleur de tension

#### II.2.1.1 Compensateur de puissance réactive à base d'onduleur de tension

La structure d'un onduleur de tension est présentée à la figure II.1. L'entrée est connectée à un condensateur de filtrage  $C$ . Le convertisseur est raccordé au réseau, représenté par une source de tension sinusoïdale  $v_r$ , par l'intermédiaire d'une inductance de lissage  $L$ .

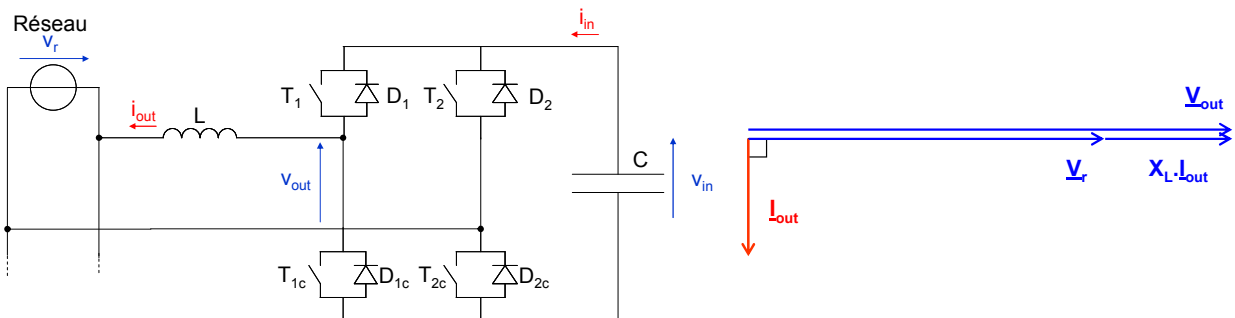


figure II.1 : Structure d'un compensateur de puissance réactive avec une topologie à onduleur de tension

figure II.2 : Diagramme vectoriel



Lors de l'étude, l'onduleur de tension fonctionne en compensateur de puissance réactive. Le réglage de l'énergie réactive se fait par le contrôle de la tension de sortie du dispositif  $v_{out}$ . La valeur efficace de sa composante fondamentale est supérieure à celle de  $v_r$  et le courant dans l'inductance  $L$  est en retard de  $90^\circ$  par rapport à  $v_r$  (figure II.2).

Pour compenser l'énergie réactive et respecter les relations entre les composantes fondamentales, l'onduleur de tension peut fonctionner

- avec un bus DC constant
- avec un bus DC à tension variable

### II.2.1.2 Fonctionnement à bus DC constant

Le fonctionnement à bus DC constant est la plus couramment utilisée [AKA-94] [FOC-1] (figure II.3). L'étude est effectuée pour des formes d'ondes idéales. L'entrée du convertisseur est connectée à une source de tension continue  $v_{in}$  et sa sortie à une source de courant sinusoïdale  $i_{out}$ .

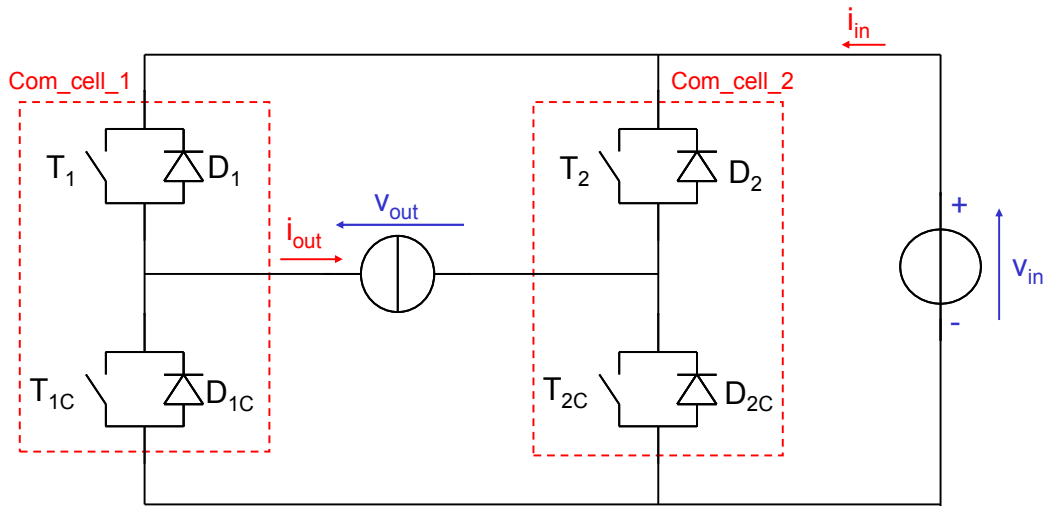


figure II.3 : Structure de l'Onduleur à Bus DC constant

La simulation de l'onduleur de tension à Bus DC constant est réalisée sous PSIM en vue de l'étude des pertes dans les semi-conducteurs qui sera développée dans la partie II.3.

Les formes d'ondes sont présentées à la figure II.4 dans les conditions suivantes :

- profondeur de modulation maximale :  $m_a \max = 0,9$
- courant maximal commuté :  $I_{out} \cdot \sqrt{2} = 820 A$
- tension de bus DC :  $v_{in} = 1800 V$
- fréquence de commutation :  $f_{dec} = 1 kHz$

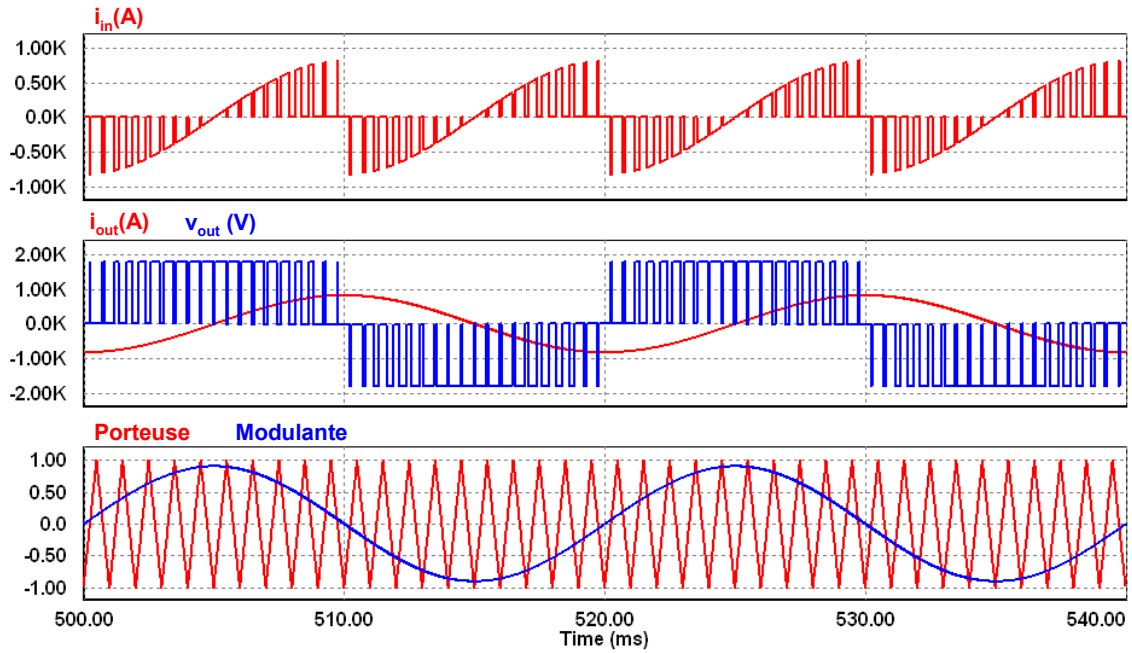


figure II.4 : Formes d'ondes du courant de sortie  $i_{in}(t)$ , de la tension en sortie de l'onduleur  $v_{out}(t)$ , du courant de sortie  $i_{out}(t)$  et de la modulante ( $m_{a\ max} = 0,9$ )

### II.2.1.3 Fonctionnement à bus DC variable

Le compensateur de puissance réactive avec une topologie à base d'onduleur de tension à Bus DC variable a la même structure qu'un compensateur avec une topologie à base d'onduleur à Bus DC constant. Il s'agit d'un dispositif original et innovant proposé par ABB Semi-conducteurs [HAE-01].

La différence avec l'onduleur à Bus DC constant réside comme son nom l'indique dans la forme d'onde de la tension aux bornes du condensateur. Ce dernier est dimensionné afin de pouvoir accepter une large ondulation de tension à ses bornes.

L'intérêt d'utiliser une telle structure se situe au niveau des pertes dans les semi-conducteurs. En effet, du fait de la fluctuation de la tension aux bornes du condensateur, les pertes en commutation (proportionnelles à cette tension) ont tendance à diminuer par rapport au cas de l'onduleur à Bus DC constant.

En vue de l'étude des pertes dans les semi-conducteurs, la simulation de l'onduleur de tension à Bus DC variable est réalisée sous PSIM.

Les formes d'ondes sont présentées à la figure II.5 dans les conditions suivantes :

- profondeur de modulation maximale :  $m_{a\ max} = 0,9$
- courant maximal commuté :  $I_{out} \cdot \sqrt{2} = 820\ A$
- tension maximale de bus DC :  $V_{in\ max} = 1800\ V$
- fréquence de commutation :  $f_{dec} = 1\ kHz$

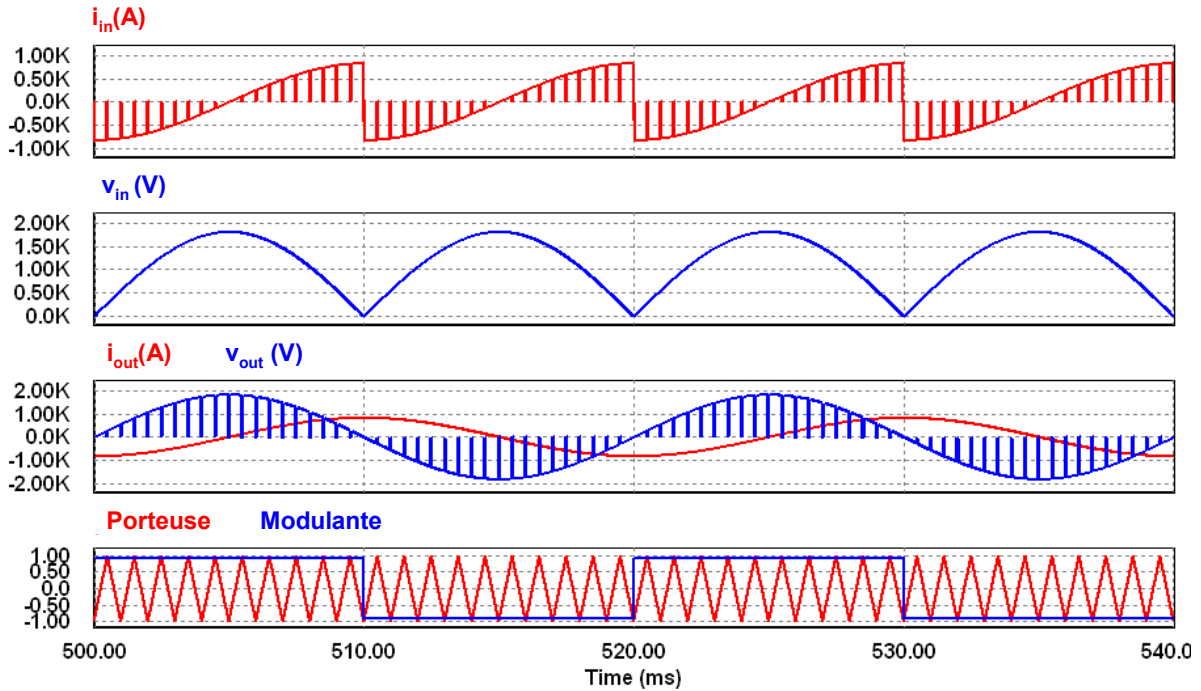


figure 11.5 : Formes d'ondes du courant de sortie  $i_{in}(t)$ , de la tension en sortie de l'onduleur  $v_{out}(t)$ , du courant de sortie  $i_{out}(t)$  et de la modulante

## 11.2.2 Gradateur MLI

### 11.2.2.1 Principe du gradateur MLI

Le principe de fonctionnement du Gradateur MLI est similaire au fonctionnement du hacheur continu classique mais les sources d'entrée et de sortie ne sont plus continues mais sinusoïdales (figure 11.6).

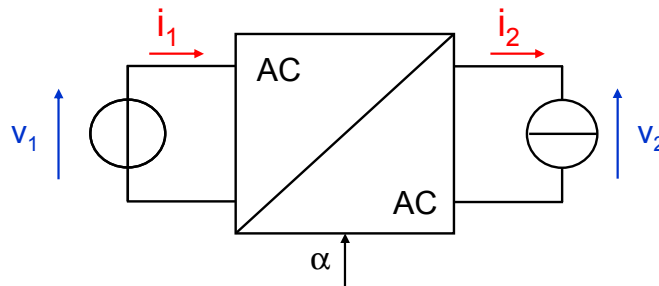


figure 11.6 : Schéma du gradateur MLI

Les relations entre les grandeurs d'entrée et de sortie sont valables pour les valeurs efficaces du fondamental en considérant que la fréquence de commutation  $f_{dec}$  est élevée par rapport à la fréquence réseau  $f_{net}$ . Ainsi la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie  $V_2$  dépend de la valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée  $V_1$  et peut être ajustée en agissant sur le rapport cyclique  $\alpha$ .

La topologie considérée est basée sur une association différentielle des cellules de commutation conformément à la figure 11.7 [LEF-01] [ALV-05-1] [POS-06].

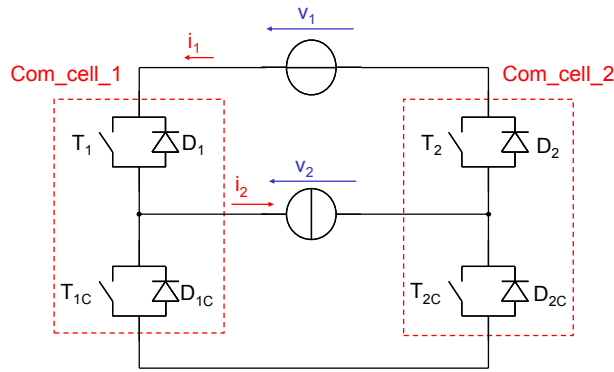
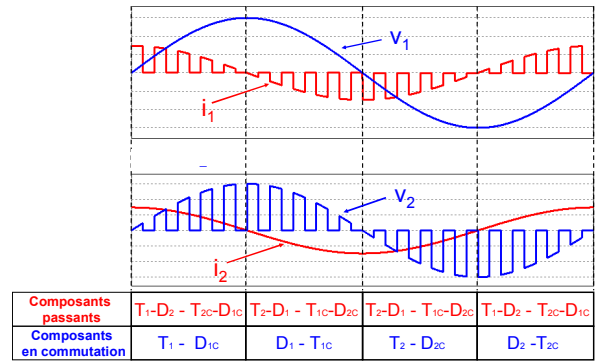


figure II.7 : Topologie du Gradateur MLI monophasé

figure II.8 : Formes d'ondes des courants et des tensions de la structure de base du gradateur MLI pour  $\alpha=0,5$ 

Les formes d'ondes idéales sont présentées à la figure II.8 avec le courant sortie en avance de  $\pi/2$  par rapport à la tension. Le fonctionnement du gradateur MLI est décrit de la façon suivante :

- quand la tension d'entrée  $v_1(t)$  est positive, la cellule de commutation 1 (Com\_cell\_1) commute alors que  $T_2$  et  $T_{2C}$  sont fermés simultanément,
- quand la tension d'entrée  $v_1(t)$  est négative, la cellule de commutation 2 (Com\_cell\_2) commute alors que  $T_1$  et  $T_{1C}$  sont fermés simultanément.

Les séquences de conduction de chaque semi-conducteur sont détaillées à la figure II.8. Nous constatons que chaque transistor et chaque diode conduisent pendant une demi-période réseau.

D'après les formes d'ondes de la figure II.8, la valeur efficace du fondamental de la tension  $v_2$  s'exprime par la relation :

$$V_2 = \alpha.V_1 \quad (\text{II-1})$$

De même la valeur efficace du fondamental du courant  $i_1$  s'exprime par la relation :

$$I_1 = \alpha.I_2 \quad (\text{II-2})$$

En considérant que  $v_1$  est la tension imposée à l'entrée du dispositif, le montage est dit "abaisseur de tension" vis-à-vis de la sortie.

La structure peut être représentée en positionnant la source de courant en entrée et la source de tension en sortie conformément à la figure II.9.

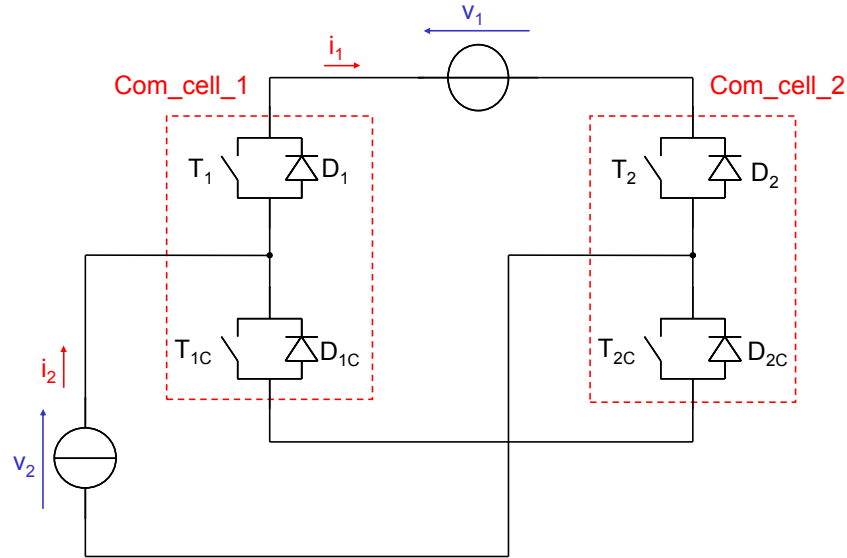


figure II.9 : Gradateur MLI monophasé en montage élévateur de tension

Les relations données précédemment restent valables. Le montage est dit "élévateur de tension" puisque la tension de sortie  $V_1$  est supérieure à la tension d'entrée  $V_2$ .

$$V_1 = \frac{V_2}{\alpha} \quad (\text{II-3})$$

### II.2.2.2 Utilisation du gradateur MLI pour la compensation de puissance réactive

Le convertisseur peut être raccordé au réseau selon un montage abaisseur ou élévateur de tension (figure II.10).

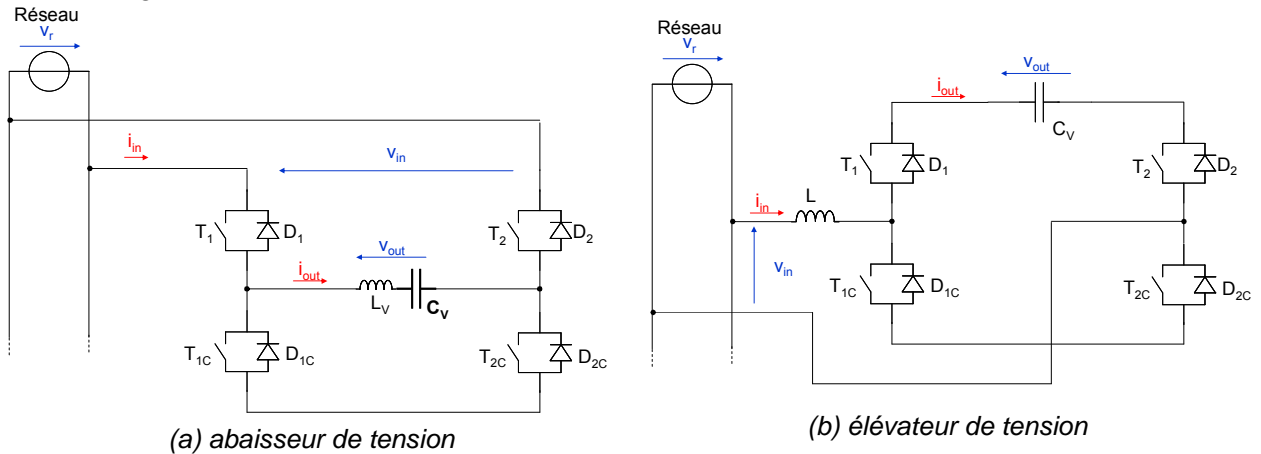


figure II.10 : Compensateur de puissance réactive à base de gradateur MLI

Dans les deux cas, le gradateur MLI est utilisé comme un transformateur dont le rapport de transformation est réglable et égal à  $\alpha$ . Vis-à-vis de la tension réseau, la gradateur MLI et sa charge se comportent comme une impédance "active" dont la valeur dépend du rapport cyclique.

Pour fournir de la puissance réactive au réseau, l'impédance de charge  $Z_{out}$  devra être capacitive à la fréquence fondamentale. Une inductance permettant de limiter l'ondulation de courant à la fréquence de découpage est nécessaire. Celle-ci est connectée en sortie dans

le cas du montage abaisseur de tension et en entrée dans le cas du montage élévateur de tension.

### II.2.2.3 Gradateur abaisseur de tension

#### II.2.2.3.a Utilisation du gradateur MLI en abaisseur de tension

Conformément à la figure II.11, l'entrée du gradateur est connectée à une source de tension idéale et alimente en sortie une impédance  $Z_{out}$ .

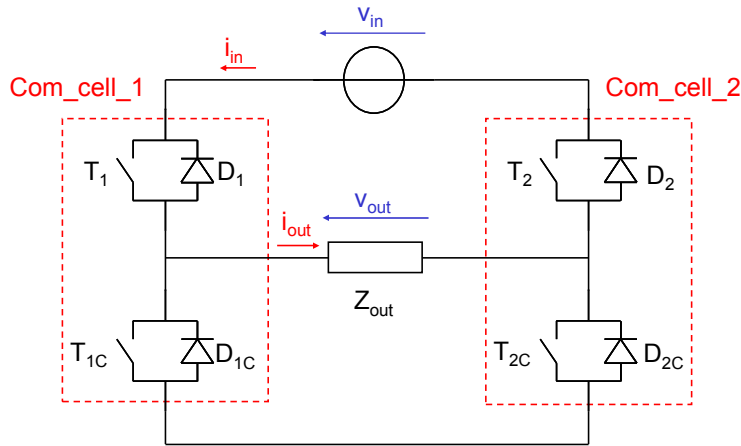


figure II.11 : Structure du gradateur MLI abaisseur de tension

A la fréquence du réseau  $f_{net}$ , la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie  $V_{out}$  dépend de la valeur efficace de la tension d'entrée  $V_{in}$  et peut être ajustée en agissant sur le rapport cyclique  $\alpha$  :

$$V_{out} = \alpha \cdot V_{in} \quad (II-4)$$

En notant  $Z_{out}$ , le module de l'impédance de sortie à la fréquence fondamentale :

$$Z_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} \quad (II-5)$$

La relation entre les valeurs efficaces de courant est donnée par :

$$I_{in} = \alpha \cdot I_{out} \quad (II-6)$$

avec

$$I_{out} = \frac{\alpha \cdot V_{in}}{Z_{out}} \quad (II-7)$$

le module de l'impédance équivalente d'entrée du gradateur MLI est donné par :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_{out}}{\alpha^2 \cdot I_{out}} = \frac{Z_{out}}{\alpha^2} \quad (II-8)$$

Si  $Z_{out}$  est une impédance capacitive à la fréquence réseau, le gradateur MLI se comporte comme un condensateur variable contrôlé grâce au rapport cyclique  $\alpha$ . Alors, la puissance réactive fournie au réseau est exprimée par :

$$Q_{in} = V_{in} \cdot I_{in} = \frac{V_{in}^2}{Z_{out}} \cdot \alpha^2 \quad (II-9)$$

A partir des relations précédentes, le modèle moyen du gradateur abaisseur de tension à la fréquence fondamentale suivant peut être considéré.

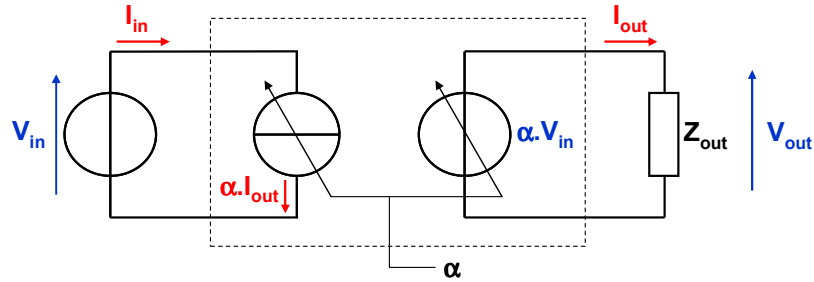


figure II.12 : Modèle moyen du gradateur abaisseur de tension à la fréquence fondamentale

### II.2.2.3.b Simulation temporelle

Une simulation du gradateur MLI est réalisée avec le logiciel PSIM en vue de l'étude des pertes dans les semi-conducteurs. Nous considérons une source de tension sinusoïdale et une source de courant sinusoïdale dont l'amplitude est proportionnelle à  $\alpha$  afin de respecter la relation (II-7) (figure II.13).

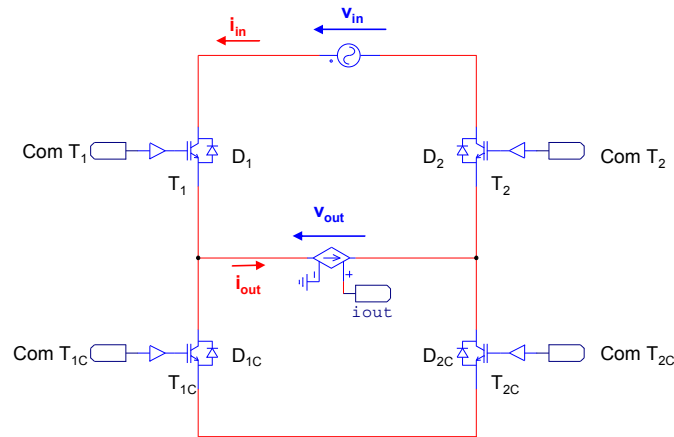


figure II.13 : Partie puissance du Gradateur MLI implémentée sous PSIM

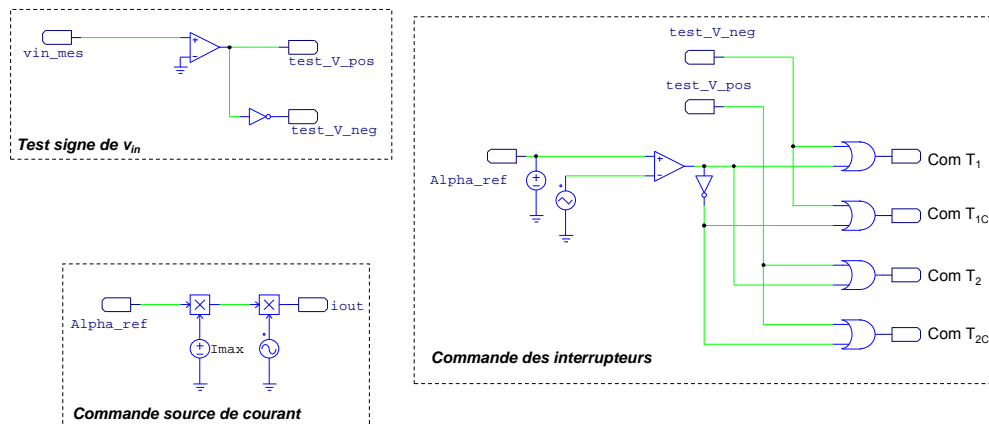


figure II.14 : Partie commande du gradateur MLI implémentée sous PSIM

La commande (figure II.14) implémentée sous PSIM est constituée :

- la détection du signe de la tension  $v_{in}$
- la commande des interrupteurs en fonction du signe de la tension  $v_{in}$  et du rapport cyclique de référence
- la source de courant sinusoïdal contrôlée modélise la charge.

Les formes d'ondes sont présentées à la figure II.15 dans les conditions suivantes :

- rapport cyclique maximal :  $\alpha = 0,95$
- courant maximal commuté :  $I_{out} \cdot \sqrt{2} = 820 \text{ A}$
- tension maximale :  $V_{in \max} = 1800 \text{ V}$
- fréquence de commutation :  $f_{dec} = 1 \text{ kHz}$

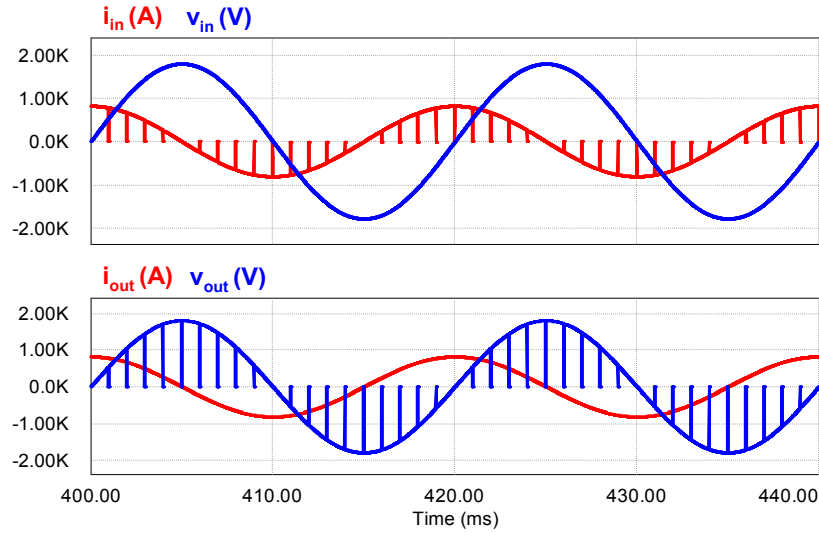


figure II.15 : Formes d'ondes des courants et des tensions du gradateur MLI pour  $\alpha=0,95$

#### II.2.2.4 Gradateur abaisseur à diviseur de tension actif

Afin de réduire les contraintes en tension sur les interrupteurs, le gradateur peut être connecté au réseau en série avec une impédance  $Z$  (figure II.16).

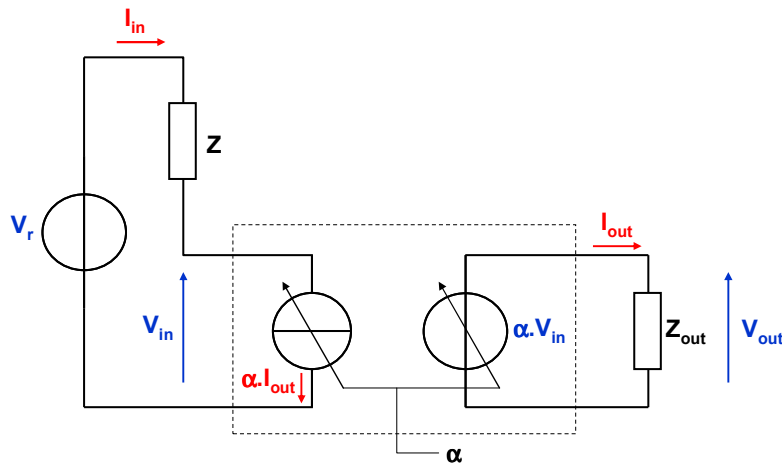


figure II.16 : Modèle moyen du gradateur abaisseur à diviseur de tension actif à la fréquence fondamentale

Les impédances sont de même nature (inductive ou capacitive). En raisonnant à la fréquence fondamentale, à partir des relations (II-4) (II-6) (II-5) du gradateur MLI, nous pouvons exprimer l'impédance totale du dispositif :



$$Z_T = Z + \frac{Z_{out}}{\alpha^2} \quad (II-10)$$

Le dispositif permet donc de régler la valeur de l'impédance totale  $Z_T$  en contrôlant le rapport cyclique  $\alpha$ . L'expression de la tension à l'entrée du gradateur est donnée par :

$$V_{in} = \frac{V}{1 + \alpha^2 \cdot q} \quad (II-11)$$

avec  $q$  : rapport entre l'impédance  $Z$  et l'impédance  $Z_{out}$   $\left( q = \frac{Z}{Z_{out}} \right)$

Le courant de sortie du gradateur MLI a pour expression :

$$I_{out} = \frac{\alpha \cdot V}{Z_{out} \cdot (\alpha^2 \cdot q + 1)} \quad (II-12)$$

Les évolutions des valeurs efficaces des tensions et des courants en fonction de  $\alpha$  sont présentées à la figure II.17 dans les conditions suivantes :

- courant maximal commuté (à  $\alpha = 0,95$ ) :  $I_{out} \cdot \sqrt{2} = 820 A$
- tension maximale :  $V_{in\ max} = 1800 V$
- rapport des impédances :  $q = 1$

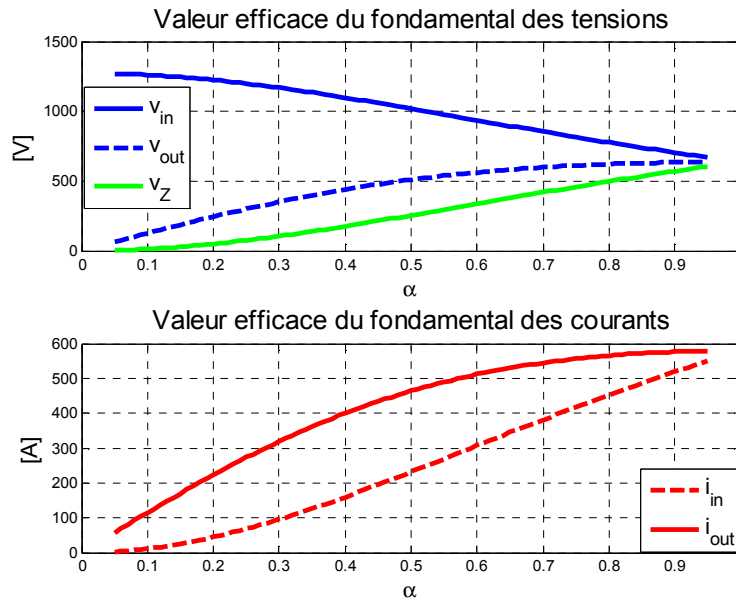


figure II.17 : Evolution en fonction de  $\alpha$  des tensions et des courants pour un gradateur MLI à diviseur de tension actif pour  $q=1$

Nous constatons que :

- le courant maximal qui est commuté est à  $\alpha_{max}$
- lorsque  $\alpha$  augmente, la valeur efficace de la tension d'entrée du gradateur  $v_{in}$  diminue

## II.2.2.5 Gradateur élévateur de tension

### II.2.2.5.a Principe du gradateur élévateur de tension

L'entrée du gradateur est connectée à une source de courant idéale et alimente en sortie une impédance  $Z_{out}$  conformément à la figure II.18.

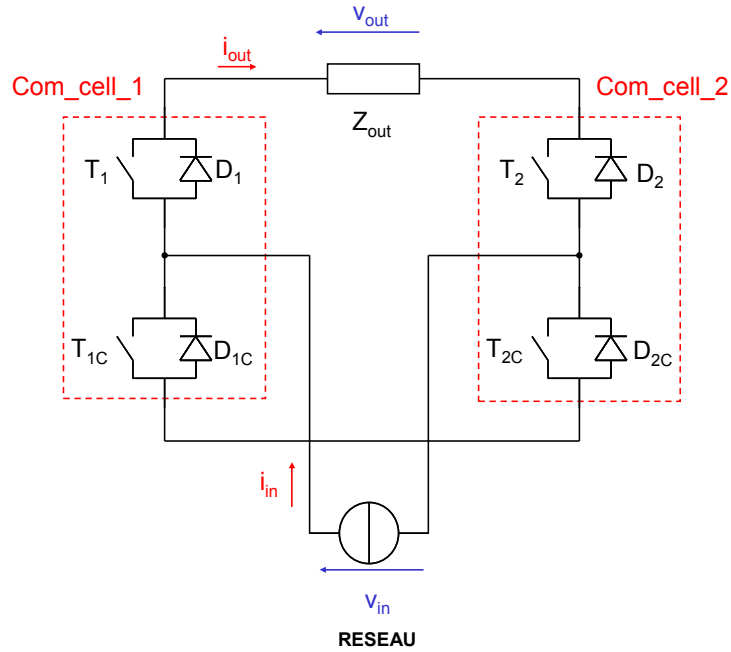


figure II.18 : Structure du gradateur MLI éleveur de tension

La valeur efficace du fondamental de la tension de sortie  $V_{out}$  dépend de la valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée  $V_{in}$  et peut être ajustée en agissant sur le rapport cyclique  $\alpha$  :

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{\alpha} \quad (\text{II-13})$$

En négligeant les pertes, la relation entre les valeurs efficaces de courant est donnée par :

$$I_{in} = \frac{I_{out}}{\alpha} \quad (\text{II-14})$$

Si le module de l'impédance de sortie est :

$$Z_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} \quad (\text{II-15})$$

le module de l'impédance équivalente d'entrée du gradateur MLI est donné par :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \alpha^2 \cdot \frac{V_{out}}{I_{out}} = \alpha^2 Z_{out} \quad (\text{II-16})$$

Afin d'assurer la fonction de compensateur de puissance réactive, l'impédance  $Z_{out}$  est un condensateur. Le gradateur MLI se comporte toujours comme une capacité variable contrôlée grâce au rapport cyclique  $\alpha$ . Alors, la puissance réactive fournie au réseau est exprimée par :

$$Q_{in} = V_{in} \cdot I_{in} = \frac{V_{in}^2}{\alpha^2 Z_{out}} \quad (\text{II-17})$$

A partir des relations précédentes, le modèle moyen du gradateur abaisseur de tension à la fréquence fondamentale suivant peut être considéré.

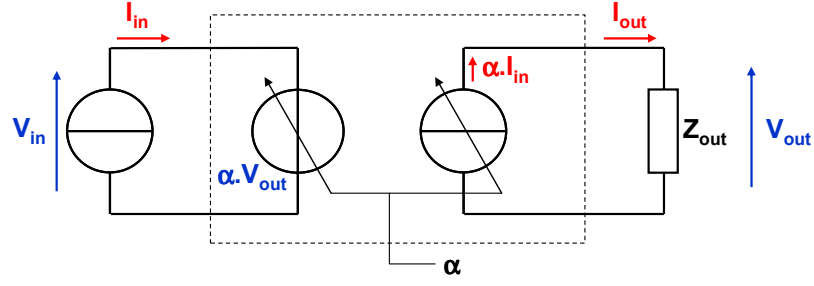


figure II.19 : Modèle moyen du gradateur élévateur à la fréquence fondamentale

### II.2.2.5.b Gradateur élévateur à diviseur de tension actif

Les relations (II-13) et (II-17) montrent que la connexion directe au réseau du gradateur en montage élévateur de tension est impossible. En effet pour  $\alpha = 0$ , l'impédance d'entrée du convertisseur est nulle et la tension de sortie est infinie. C'est pour cela qu'elle se fait par l'intermédiaire d'une impédance  $Z$  qui doit avoir un comportement capacitif à la fréquence réseau (figure II.20).

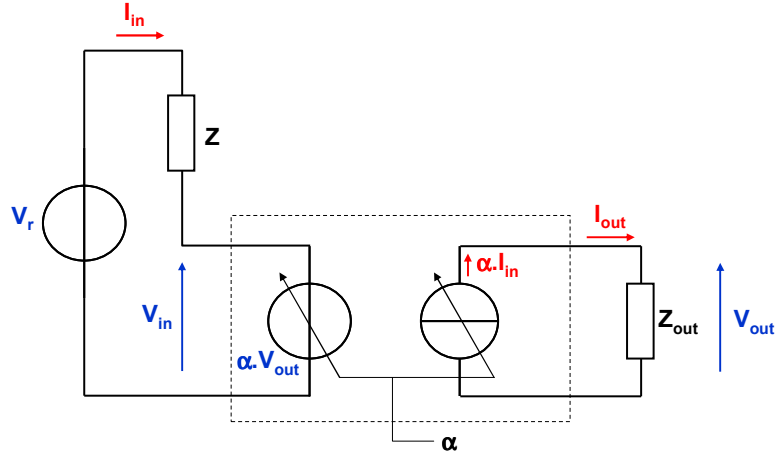


figure II.20 : Modèle moyen du gradateur élévateur à diviseur de tension actif à la fréquence fondamentale

Comme pour le cas du gradateur abaisseur à diviseur de tension actif, en raisonnant à la fréquence fondamentale, à partir des relations (II-13) (II-14) (II-15) du gradateur MLI élévateur, nous pouvons exprimer l'impédance totale du dispositif :

$$Z_T = Z + \alpha^2 Z_{out} \quad (\text{II-18})$$

Le dispositif permet donc de régler la valeur de l'impédance totale  $Z_T$  en contrôlant le rapport cyclique  $\alpha$ . L'expression de la tension à la sortie du gradateur est donnée par :

$$V_{out} = \frac{\alpha \cdot V}{q + \alpha^2} \quad (\text{II-19})$$

avec  $q$  : rapport entre l'impédance  $Z$  et l'impédance  $Z_{out}$   $\left( q = \frac{Z}{Z_{out}} \right)$

Le courant d'entrée du gradateur MLI a pour expression :

$$I_{in} = \frac{V}{Z_{out} \cdot (q + \alpha^2)} \quad (\text{II-20})$$

Les évolutions des valeurs efficaces des tensions et des courants en fonction de  $\alpha$  sont présentées à la figure II.21 dans les conditions suivantes :

- courant maximal commuté :  $I_{in\ max} = 820\ A$
- tension maximale appliquée au gradateur :  $V_{out\ max} = 1800\ V$
- rapport des impédances :  $q = 1$

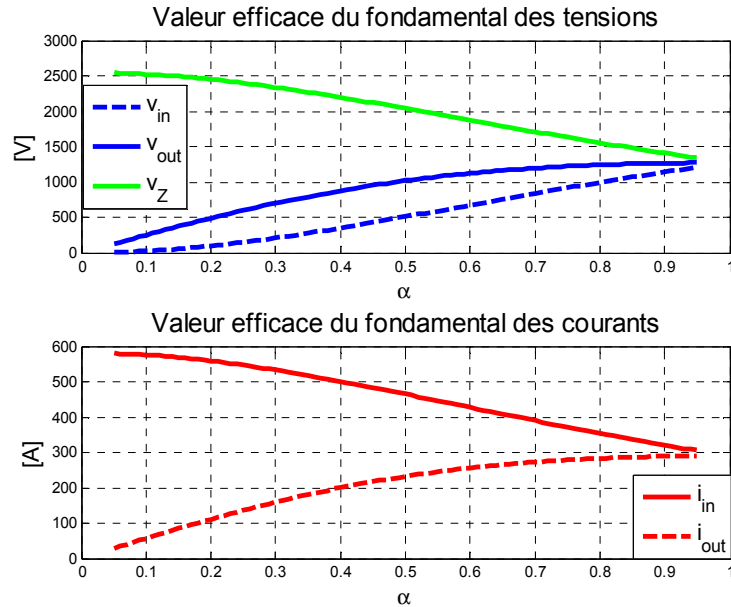


figure II.21 : Evolution en fonction de  $\alpha$  des tensions et des courants pour un gradateur MLI à diviseur de tension actif pour  $q=1$

Nous constatons que :

- la commutation à courant maximal se fait à rapport cyclique minimal
- lorsque  $\alpha$  augmente, la valeur efficace de la tension de sortie du gradateur  $V_{out}$  augmente tandis que la valeur efficace du courant d'entrée du gradateur  $i_{in}$  diminue. Ce qui revient à dire que les pertes en commutation (dépendant du courant  $I_{in}$  et de la tension  $V_{out}$ ) et les pertes en conduction (fonction de  $I_{in}$  et du rapport cyclique) dans les semi-conducteurs diminuent par rapport au cas du gradateur MLI abaisseur seul

## II.3 Calcul des pertes

### II.3.1 Expressions analytiques des pertes dans les semi-conducteurs

Dans cette partie, nous présentons les différentes étapes permettant d'aboutir aux expressions analytiques des pertes en conduction et en commutation dans les semi-conducteurs [BER-95] [SRA-92]. L'étude se porte sur les compensateurs de puissance réactive à onduleur de tension et à gradateur MLI présentés dans la partie précédente.

La figure II.22 présente un exemple de formes d'ondes de courant et de tension supportées par un semi-conducteur sur une demi-période réseau. Le bilan des énergies dissipées dans le composant y est effectué à chaque période de découpage.

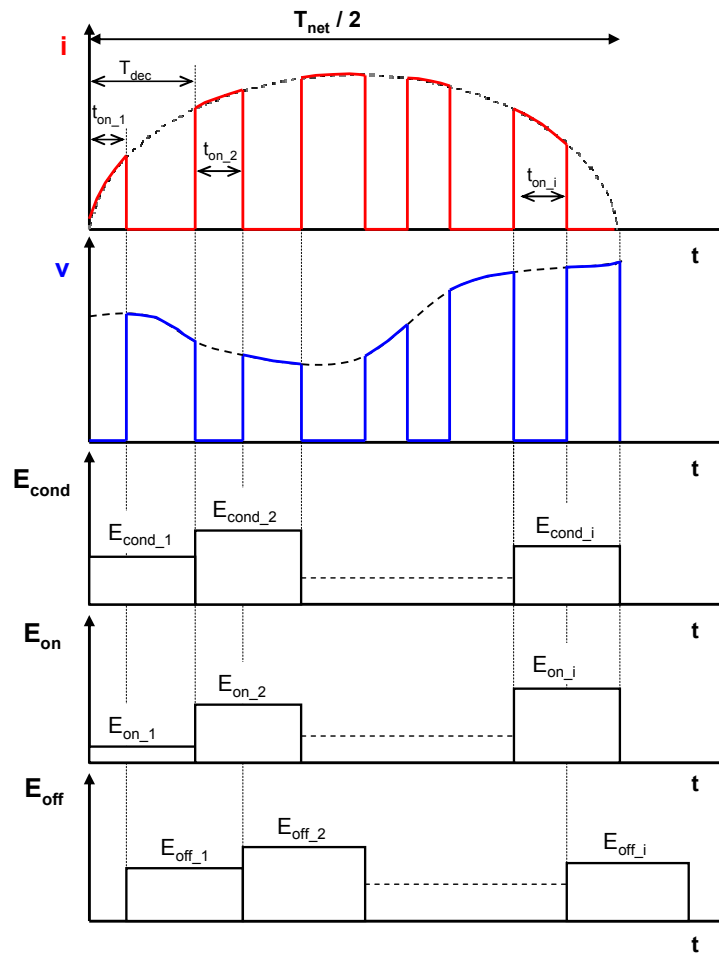


figure II.22 : Formes d'ondes du courant et de la tension supportées par un interrupteur et son bilan des pertes

#### II.3.1.1 Généralités sur le calcul analytique des pertes dans les semi-conducteurs

##### II.3.1.1.a Pertes en conduction

Le semi-conducteur de type transistor IGBT ou diode lorsqu'il conduit peut être modélisé de la façon suivante :

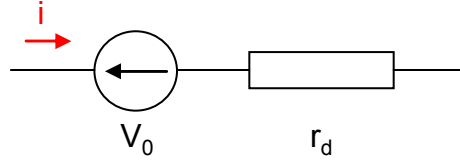


figure II.23 : Modèle équivalent d'un semi-conducteur à l'état passant

En considérant un courant constant à l'échelle de la période de découpage, l'énergie dissipée par le semi-conducteur durant la  $i$ -ème période de conduction est donnée par :

$$E_{cond\_i} = t_{on\_i} \cdot (V_0 \cdot i_i + r_d \cdot i_i^2) \quad (II-21)$$

avec  $V_0$  : la tension de seuil du composant

$r_d$  : la résistance dynamique

$t_{on\_i}$  : la durée de conduction du composant

$i_i$  : le courant pendant la période de conduction

(Les paramètres  $V_0$  et  $r_d$  sont déterminés à partir des données constructeur)

La puissance dissipée sur une période réseau  $T_{net}$  s'exprime par la relation (II-22) :

$$P_{cond} = \frac{1}{T_{net}} \sum_{i=1}^{n_{cond}} t_{on\_i} \cdot (V_0 \cdot i_i + r_d \cdot i_i^2) = \frac{1}{T_{net}} \sum_{i=1}^{n_{cond}} \frac{t_{on\_i}}{T_{dec}} \cdot (V_0 \cdot i_i + r_d \cdot i_i^2) \cdot T_{dec} \quad (II-22)$$

En considérant que la fréquence de commutation est très grande devant la fréquence de l'onde fondamentale, l'expression analytique de la puissance dissipée en conduction peut être établie grâce à la formule d'Euler :

$$\sum_{i=1} f(x_i) \cdot \Delta x \approx \int f(x) \cdot dx \quad (II-23)$$

Ainsi :

$$P_{cond} = \frac{1}{T_{net}} \int_{t_{cond1}}^{t_{cond2}} \alpha(t) \cdot (V_0 \cdot i_{out}(t) + r_d \cdot i_{out}(t)^2) \cdot dt \quad (II-24)$$

avec  $n_{cond}$  : le nombre de conduction du composant sur une période basse fréquence

$(t_{cond2} - t_{cond1})$  : l'horizon temporel de conduction du semi-conducteur

$\alpha(t)$  : la variation du rapport cyclique en fonction du temps

### II.3.1.1.b Pertes en commutation

Ces pertes sont fonction de la tension appliquée aux bornes du composant à l'état bloqué et du courant à l'état passant.

$$E_{com\_i} = (a \cdot i_i^2 + b \cdot i_i + c) \cdot \frac{V_i}{V_{ref}} \quad (II-25)$$

avec  $v_i$  : la tension aux bornes du semi-conducteur lors de la commutation

$i_i$  : le courant circulant dans le semi-conducteur lors de son changement d'état

Les coefficients  $a$ ,  $b$  et  $c$  sont déterminés à partir des courbes d'énergie du semi-conducteur pour une tension  $V_{ref}$  donnée par le constructeur et une température de jonction de 125°C.

L'expression de la puissance dissipée sur une période réseau est de la forme :

$$P_{com} = \frac{1}{T_{dec}} \cdot \frac{1}{T_{net}} \sum_{i=1}^{n_{com}} (a.i_i^2 + b.i_i + c) \cdot \frac{V_i}{V_{ref}} \cdot T_{dec} \quad (II-26)$$

avec  $n_{com}$  : le nombre de commutation du composant pendant une période fondamentale

En utilisant la formule d'Euler  $\sum_{i=1} f(x_i) \cdot \Delta x \approx \int f(x) \cdot dx$ , les pertes dissipées par le semi-conducteur peuvent être approchées par :

$$P_{com} = \frac{f_{dec}}{T_{net}} \int_{t_{com1}}^{t_{com2}} (a.i_{out}(t)^2 + b.i_{out}(t) + c) \cdot \frac{V_{in}(t)}{V_{ref}} \cdot dt \quad (II-27)$$

avec  $t_{com2} - t_{com1}$  : l'horizon temporel de commutation du semi-conducteur

$f_{dec}$  : la fréquence de commutation

$V_{in}(t)$  : la tension aux bornes de la cellule de commutation

### II.3.1.2 Onduleur de tension à Bus DC constant [SCH-04]

#### II.3.1.2.a Pertes en conduction

Le rapport cyclique en fonction du temps est défini par :

$$\alpha(t) = \frac{1}{2} \cdot (1 + m_a \cdot \sin(\omega_{net} \cdot t)) \quad (II-28)$$

avec  $m_a$  : la profondeur de modulation

Le courant de sortie de l'onduleur est donné par :

$$i_{out}(t) = I_{out} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_{net} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (II-29)$$

Les formes d'ondes présentées à la figure II.24 sont relevées pour au point de fonctionnement nominal avec les caractéristiques suivantes :

- rapport cyclique maximale :  $\alpha_{max} = 0,95$
- courant maximal commuté :  $I_{out} \cdot \sqrt{2} = 820 A$
- tension de bus DC :  $V_{in} = 1800 V$
- fréquence de commutation :  $f_{dec} = 1 kHz$

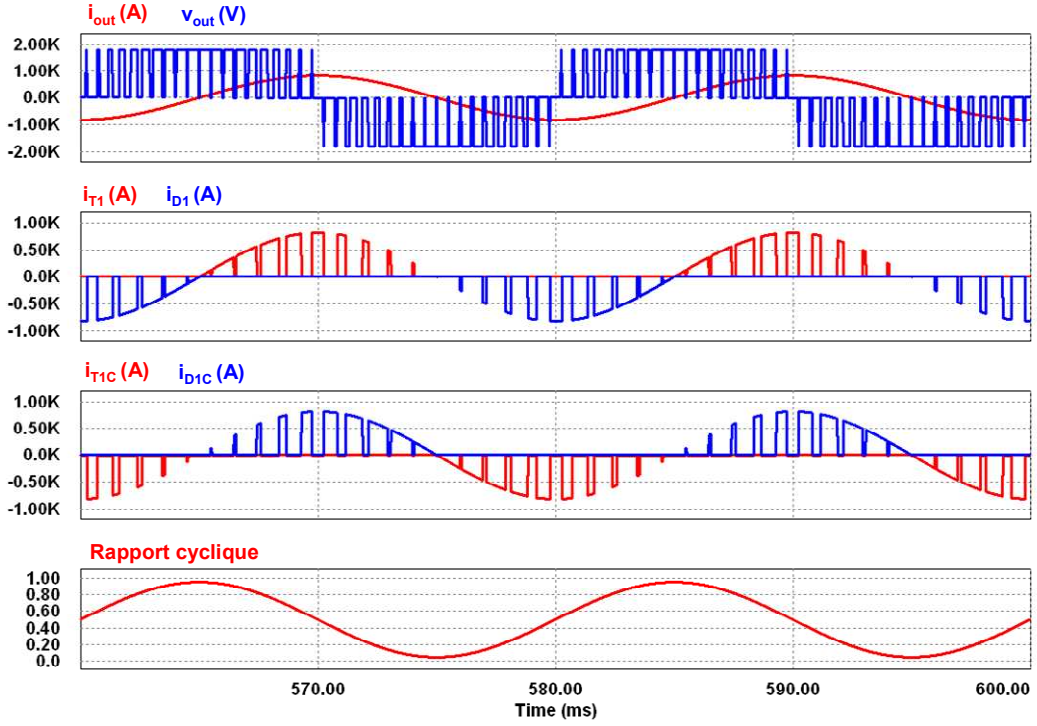


figure II.24 : Formes d'ondes du courant de sortie, de la tension de sortie du convertisseur, des courants circulants dans les semi-conducteurs d'une cellule de commutation et du rapport cyclique au point de fonctionnement nominal

En observant les formes d'ondes de courant de la figure II.24, nous constatons que les transistors  $T_1$ ,  $T_{1C}$  et les diodes  $D_1$ ,  $D_{1C}$  conduisent sur une demi-période du réseau suivant le signe de  $i_{out}$ .

Les pertes en conduction dans les transistors  $T_1$ ,  $T_{1C}$  et les diodes  $D_1$ ,  $D_{1C}$  peuvent être établies à partir de la relation (II-24) :

$$P_{cond\_T1} = P_{cond\_T1C} = \frac{1}{2} \left( V_{0T} \cdot \frac{I_{out} \cdot \sqrt{2}}{\pi} + r_{dT} \cdot \frac{(I_{out} \cdot \sqrt{2})^2}{4} \right) \quad (II-30)$$

$$P_{cond\_D1} = P_{cond\_D1C} = \frac{1}{2} \left( V_{0D} \cdot \frac{I_{out} \cdot \sqrt{2}}{\pi} + r_{dD} \cdot \frac{(I_{out} \cdot \sqrt{2})^2}{4} \right) \quad (II-31)$$

avec  $V_{0T}$  : la tension de seuil du transistor  
 $r_{dT}$  : la résistance dynamique du transistor  
 $V_{0D}$  : la tension de seuil de la diode  
 $r_{dD}$  : la résistance dynamique de la diode

Compte tenu de la symétrie de fonctionnement des cellules de commutation, les expressions des pertes pour  $T_2$ ,  $D_{2C}$ ,  $T_{2C}$  et  $D_2$  sont respectivement égales à celles obtenues pour  $T_1$ ,  $D_{1C}$ ,  $T_{1C}$  et  $D_1$ .

### II.3.1.2.b Pertes en commutation

Dans le cas de l'onduleur de tension à bus DC constant, la tension  $v_{in}(t)$  est constante et est égale à  $V_{ref}$  qui correspond à la tension maximale continue que peut supporter le semi-conducteur.

Le courant dépend du courant imposé par la source de sortie :



$$i_{out}(t) = I_{out} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_{net} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (II-32)$$

L'intervalle de commutation des semi-conducteurs d'une cellule d'un onduleur de tension correspond à une demi-période fondamentale (figure II.24). Ainsi, les pertes en commutation dans les transistors  $T_1$ ,  $T_{1C}$  et les diodes  $D_1$ ,  $D_{1C}$  sont données par :

$$P_{com\_T1} = P_{com\_T1C} = f_{dec} \cdot \left[ (I_{out} \cdot \sqrt{2})^2 \cdot (a_{on} + a_{off}) \cdot \frac{1}{4} + I_{out} \cdot \sqrt{2} \cdot (b_{on} + b_{off}) \cdot \frac{1}{\pi} + (c_{on} + c_{off}) \cdot \frac{1}{2} \right] \quad (II-33)$$

$$P_{com\_D1} = P_{com\_D1C} = f_{dec} \cdot \left[ (I_{out} \cdot \sqrt{2})^2 \cdot (a_{rec}) \cdot \frac{1}{4} + I_{out} \cdot \sqrt{2} \cdot (b_{rec}) \cdot \frac{1}{\pi} + (c_{rec}) \cdot \frac{1}{2} \right] \quad (II-34)$$

avec  $a_{on}$ ,  $b_{on}$  et  $c_{on}$  (respectivement  $a_{off}$ ,  $b_{off}$  et  $c_{off}$ ) sont les coefficients obtenus à partir des caractéristiques de l'énergie dissipée lors de l'amorçage (respectivement lors du blocage) en fonction du courant commuté sous une tension  $V_{ref}$  précisée par le constructeur

$a_{rec}$ ,  $b_{rec}$  et  $c_{rec}$  sont les coefficients obtenus à partir des caractéristiques de l'énergie de recouvrement de la diode.

Compte tenu de la symétrie de fonctionnement des cellules de commutation, les expressions des pertes pour  $T_2$ ,  $D_{2C}$ ,  $T_{2C}$  et  $D_2$  sont respectivement égales à celles obtenues pour  $T_1$ ,  $D_{1C}$ ,  $T_{1C}$  et  $D_1$ .

### II.3.1.3 Onduleur de tension à Bus DC variable

#### II.3.1.3.a Pertes en conduction

Les pertes en conduction sont calculées par la formule (II-24). Le courant de sortie de l'onduleur est le même que pour l'onduleur à bus DC constant (II-32).

Les formes d'ondes présentées à la figure II.25 sont relevées au point de fonctionnement nominal avec les caractéristiques suivantes :

- rapport cyclique maximale :  $\alpha_{max} = 0,95$
- courant maximal commuté :  $I_{out} \cdot \sqrt{2} = 820 A$
- tension maximale de bus DC :  $V_{in\ max} = 1800 V$
- fréquence de commutation :  $f_{dec} = 1 kHz$

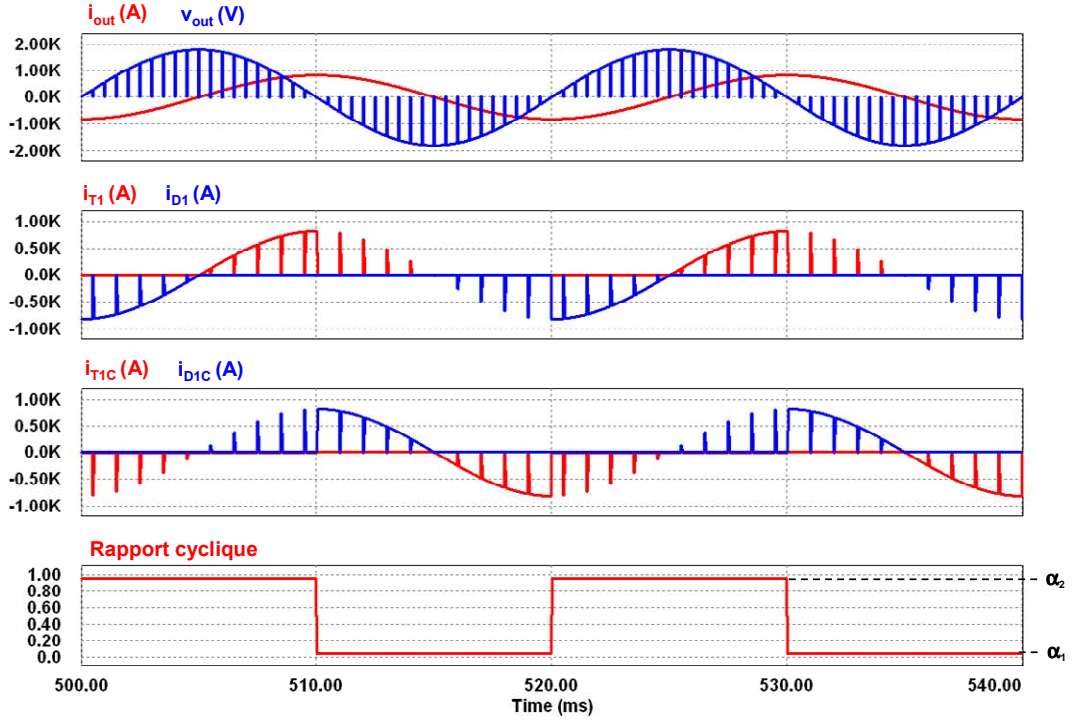


figure II.25 : Formes d'ondes du courant de sortie, de la tension de sortie du convertisseur, des courants circulants dans les semi-conducteurs d'une cellule de commutation et du rapport cyclique au point de fonctionnement nominal

En observant les formes d'ondes de courant (figure II.25), nous constatons que les transistors  $T_1$ ,  $T_{1C}$  et les diodes  $D_1$ ,  $D_{1C}$  conduisent sur une demi-période du réseau suivant le signe de  $i_{out}$ .

En considérant un semi-conducteur (par exemple  $T_1$ ), lors de sa phase de conduction pendant une période réseau, il est commandé avec un rapport cyclique constant  $\alpha_2$  (pendant la première demi-période) et ensuite avec un rapport cyclique  $\alpha_1$  (pendant l'autre demi-période) (figure II.25). Ces rapports cycliques ont pour expression :

$$\alpha_1 = \frac{1}{2} \cdot (1 - m_a) \quad (II-35)$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{2} \cdot (1 + m_a) \quad (II-36)$$

A partir de la relation (II-24), nous pouvons calculer les pertes en conduction dans les transistors  $T_1$ ,  $T_{1C}$  et les diodes  $D_1$ ,  $D_{1C}$  :

$$P_{cond\_T1} = P_{cond\_T1C} = \frac{1}{2} \left( V_{OT} \cdot \frac{I_{out} \cdot \sqrt{2}}{\pi} + r_{dT} \cdot \frac{(I_{out} \cdot \sqrt{2})^2}{4} \right) \quad (II-37)$$

$$P_{cond\_D1} = P_{cond\_D1C} = \frac{1}{2} \left( V_{OD} \cdot \frac{I_{out} \cdot \sqrt{2}}{\pi} + r_{dD} \cdot \frac{(I_{out} \cdot \sqrt{2})^2}{4} \right) \quad (II-38)$$

Nous observons ainsi que ces expressions sont les mêmes que celles obtenues dans le cas de l'onduleur de tension à bus DC constant. Comme précédemment, à cause de la symétrie de fonctionnement des cellules de commutation, les expressions des pertes pour  $T_2$ ,  $D_{2C}$ ,  $T_{2C}$  et  $D_2$  sont respectivement égales à celles obtenues pour  $T_1$ ,  $D_{1C}$ ,  $T_{1C}$  et  $D_1$ .

**Remarque :** Comme nous le verrons dans le chapitre 3, la forme d'onde du rapport cyclique présentée à la figure II.25 n'est valable pour le fonctionnement nominal. Ainsi à la figure II.26 pour un courant  $i_{out}$  de 410 A crête, nous constatons que les semi-conducteurs ne sont plus commandés par deux niveaux de rapports cycliques constants mais par un rapport cyclique de forme sinusoïdale. Ainsi les hypothèses de calculs des pertes en conduction doivent être modifiées pour les points de fonctionnement à faible courant.

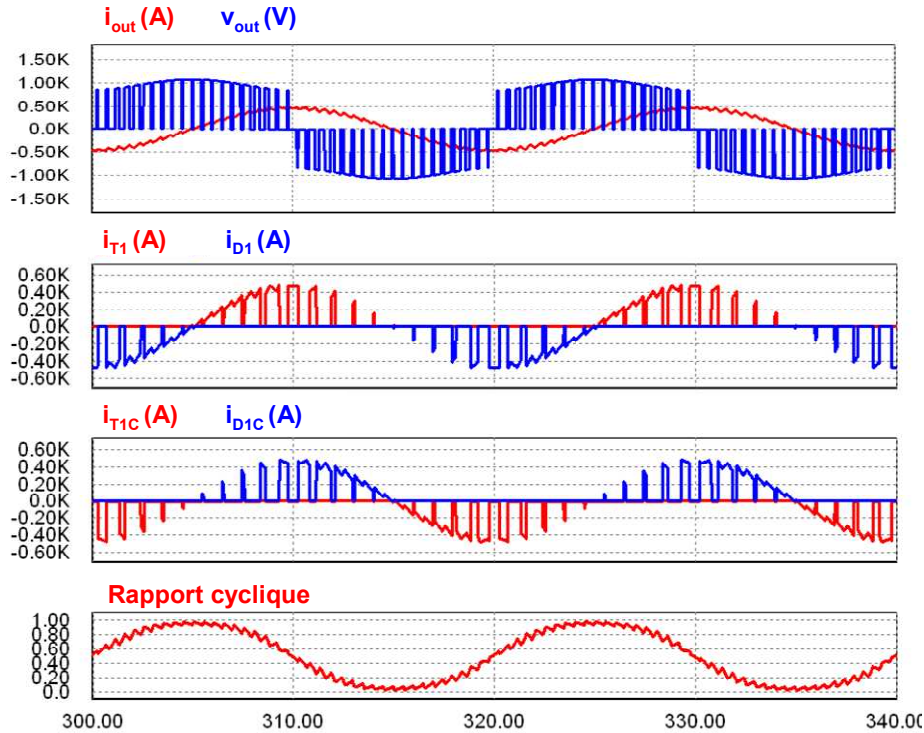


figure II.26 : Formes d'ondes du courant de sortie, de la tension de sortie, des courants circulants dans les semi-conducteurs d'une cellule de commutation et du rapport cyclique d'un onduleur de tension à Bus DC variable au point de fonctionnement  $I_{out} \cdot \sqrt{2} = 410A$

Néanmoins, comme dans ce cas nous nous rapprochons du fonctionnement de l'onduleur de tension à Bus DC constant, nous allons donc aboutir aux mêmes expressions des pertes en conduction dans les semi-conducteurs.

### II.3.1.3.b Pertes en commutation

Dans le cas de l'onduleur de tension à bus DC variable, la forme d'onde de la tension aux bornes du condensateur est assimilable en valeur absolue à une sinusoïde. La tension considérée pour le calcul des pertes en commutation d'un semi-conducteur est :

$$v_{in}(t) = |V_{in} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_{net} \cdot t)| \quad (II-39)$$

Le calcul des pertes est effectué à partir de l'expression (II-27). Ainsi sachant que les semi-conducteurs commutent pendant une demi-période de l'onde fondamentale (figure II.25), les pertes en commutation dans les transistors  $T_1$   $T_{1c}$  et les diodes  $D_1$   $D_{1c}$  au point de fonctionnement nominal peuvent être déterminées :

$$P_{comT1} = P_{comT1C} = \frac{f_{dec}}{\pi} \cdot \frac{V_{in}\sqrt{2}}{V_{ref}} \left[ \frac{(I_{out}\sqrt{2})^2}{3} \cdot (a_{on} + a_{off}) + \frac{I_{out}\sqrt{2}}{2} \cdot (b_{on} + b_{off}) + (c_{on} + c_{off}) \right] \quad (II-40)$$

$$P_{comD1} = P_{comD1C} = \frac{f_{dec}}{\pi} \cdot \frac{V_{in}\sqrt{2}}{V_{ref}} \left[ \frac{(I_{out}\sqrt{2})^2}{3} \cdot a_{rec} + \frac{I_{out}\sqrt{2}}{2} \cdot b_{rec} + c_{rec} \right] \quad (II-41)$$

Toujours à cause de la symétrie de fonctionnement des cellules de commutation, les expressions des pertes pour  $T_2$ ,  $D_{2C}$ ,  $T_{2C}$  et  $D_2$  sont respectivement égales à celles obtenues pour  $T_1$ ,  $D_{1C}$ ,  $T_{1C}$  et  $D_1$ .

**Remarque :** Comme nous le verrons dans le chapitre 3, la forme d'onde de la tension aux bornes du condensateur présentée à la figure II.5 n'est valable que pour le fonctionnement nominal. Ainsi à la figure II.27 pour un courant  $i_{out}$  de 410 A crête, nous constatons que la forme d'onde de la tension  $v_{in}$  présente une faible ondulation par rapport à sa valeur moyenne.

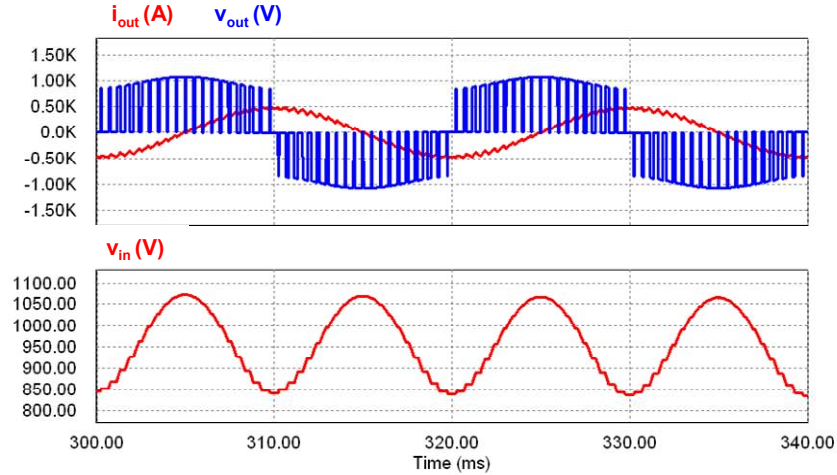


figure II.27 : Formes d'ondes du courant de sortie, de la tension de sortie, et de la tension aux bornes du condensateur de l'onduleur de tension à Bus DC variable au point de fonctionnement  $I_{out}\sqrt{2} = 410A$

Nous n'insisterons pas sur ce cas de figure car l'étude comparative de pertes se fait au point de fonctionnement nominal.

#### II.3.1.4 Gradateur MLI

Le calcul des pertes dans les semi-conducteurs est détaillé dans le cas du gradateur abaisseur de tension.

##### II.3.1.4.a Pertes en conduction

Dans le cas du gradateur MLI, le courant est de la forme :

$$i_{out}(t) = I_{out}\sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_{net} \cdot t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (II-42)$$

Le rapport cyclique  $\alpha(t)$  est considéré comme constant pendant la période réseau  $T_{net}$ .

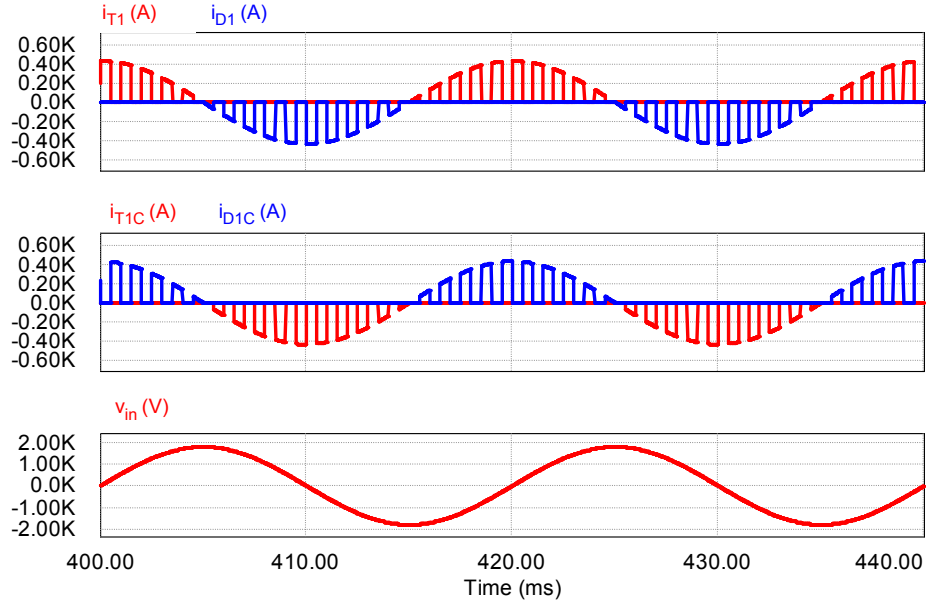


figure 11.28 : Formes d'ondes des courants circulants dans les semi-conducteurs d'une cellule de commutation et de la tension d'entrée d'un gradateur MLI au point de fonctionnement  $\alpha=0,5$

D'après la figure 11.28, l'horizon temporel de conduction des semi-conducteurs d'une cellule de commutation est d'une demi-période de réseau.

Le calcul des pertes est effectué à partir de l'expression (II-24). Ainsi nous obtenons les relations suivantes pour les pertes en conduction :

- dans les transistors  $T_1$ ,  $T_{1C}$  :

$$P_{cond\_T1} = V_{0T} \cdot \alpha \cdot \frac{I_{out} \cdot \sqrt{2}}{\pi} + r_{dT} \cdot \frac{(I_{out} \cdot \sqrt{2})^2}{4} \cdot \alpha \quad (II-43)$$

$$P_{cond\_T1C} = V_{0T} \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{I_{out} \cdot \sqrt{2}}{\pi} + r_{dT} \cdot \frac{(I_{out} \cdot \sqrt{2})^2}{4} \cdot (1 - \alpha) \quad (II-44)$$

- dans les diodes  $D_1$ ,  $D_{1C}$  :

$$P_{cond\_D1} = V_{0D} \cdot \alpha \cdot \frac{I_{out} \cdot \sqrt{2}}{\pi} + r_{dD} \cdot \frac{(I_{out} \cdot \sqrt{2})^2}{4} \cdot \alpha \quad (II-45)$$

$$P_{cond\_D1C} = V_{0D} \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{I_{out} \cdot \sqrt{2}}{\pi} + r_{dD} \cdot \frac{(I_{out} \cdot \sqrt{2})^2}{4} \cdot (1 - \alpha) \quad (II-46)$$

Toujours à cause de la symétrie de fonctionnement des cellules de commutation, les expressions des pertes pour  $T_2$ ,  $D_{2C}$ ,  $T_{2C}$  et  $D_2$  sont respectivement égales à celles obtenues pour  $T_1$ ,  $D_{1C}$ ,  $T_{1C}$  et  $D_1$ .

#### II.3.1.4.b Pertes en commutation

Dans le cas du gradateur MLI, la tension appliquée lors du changement d'état d'un semi-conducteur évolue de la façon suivante :

$$v_{in}(t) = V_{in} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_{net} \cdot t) \quad (II-47)$$

D'après la figure II.28, la phase de commutation des semi-conducteurs d'une cellule est d'un quart de période réseau. En effet, la cellule de commutation 1 (figure II.15) découpe la tension  $v_{in}$  lorsque celle-ci est positive. Les semi-conducteurs sont sollicités suivant le signe du courant qui change au quart de la période. Dans le cas où la tension  $v_{in}$  est négative, les composants sont commandés à la fermeture.

Le calcul des pertes est effectué à partir de l'expression (II-27). Nous pouvons déduire que les pertes en commutation dans les transistors  $T_1$   $T_{1C}$  et les diodes  $D_1$   $D_{1C}$  ont pour expression :

$$P_{comT1} = P_{comT1C} = \frac{f_{dec}}{\pi} \cdot \frac{V_{in}\sqrt{2}}{V_{ref}} \left[ \frac{(I_{out}\sqrt{2})^2}{3} \cdot (a_{on} + a_{off}) + \frac{I_{out}\sqrt{2}}{2} \cdot (b_{on} + b_{off}) + (c_{on} + c_{off}) \right] \quad (II-48)$$

$$P_{comD1} = P_{comD1C} = \frac{f_{dec}}{\pi} \cdot \frac{V_{in}\sqrt{2}}{V_{ref}} \left[ \frac{(I_{out}\sqrt{2})^2}{3} \cdot a_{rec} + \frac{I_{out}\sqrt{2}}{2} \cdot b_{rec} + c_{rec} \right] \quad (II-49)$$

Toujours à cause de la symétrie de fonctionnement des cellules de commutation, les expressions des pertes pour  $T_2$ ,  $D_{2C}$ ,  $T_{2C}$  et  $D_2$  sont respectivement égales à celles obtenues pour  $T_1$ ,  $D_{1C}$ ,  $T_{1C}$  et  $D_1$ .

**Remarque :** Dans le cas du gradateur élévateur, les expressions des pertes en commutation et en conduction sont similaires. Il suffit de remplacer  $i_{out}$  par  $i_{in}$  et  $v_{in}$  par  $v_{out}$ . Ainsi nous obtenons les expressions suivantes pour :

- les pertes en conduction dans les transistors  $T_1$ ,  $T_{1C}$  et dans les diodes  $D_1$ ,  $D_{1C}$  :

$$P_{cond\_T1} = V_{OT} \cdot \alpha \cdot \frac{I_{in}\sqrt{2}}{\pi} + r_{dT} \cdot \frac{(I_{in}\sqrt{2})^2}{4} \cdot \alpha \quad (II-50)$$

$$P_{cond\_T1C} = V_{OT} \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{I_{in}\sqrt{2}}{\pi} + r_{dT} \cdot \frac{(I_{in}\sqrt{2})^2}{4} \cdot (1 - \alpha) \quad (II-51)$$

$$P_{cond\_D1} = V_{OD} \cdot \alpha \cdot \frac{I_{in}\sqrt{2}}{\pi} + r_{dD} \cdot \frac{(I_{in}\sqrt{2})^2}{4} \cdot \alpha \quad (II-52)$$

$$P_{cond\_D1C} = V_{OD} \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{I_{in}\sqrt{2}}{\pi} + r_{dD} \cdot \frac{(I_{in}\sqrt{2})^2}{4} \cdot (1 - \alpha) \quad (II-53)$$

- les pertes en commutation dans les transistors  $T_1$ ,  $T_{1C}$  et dans les diodes  $D_1$ ,  $D_{1C}$  :

$$P_{comT1} = P_{comT1C} = \frac{f_{dec}}{\pi} \cdot \frac{V_{out}\sqrt{2}}{V_{ref}} \left[ \frac{(I_{in}\sqrt{2})^2}{3} \cdot (a_{on} + a_{off}) + \frac{I_{in}\sqrt{2}}{2} \cdot (b_{on} + b_{off}) + (c_{on} + c_{off}) \right] \quad (II-54)$$

$$P_{comD1} = P_{comD1C} = \frac{f_{dec}}{\pi} \cdot \frac{V_{out}\sqrt{2}}{V_{ref}} \left[ \frac{(I_{in}\sqrt{2})^2}{3} \cdot a_{rec} + \frac{I_{in}\sqrt{2}}{2} \cdot b_{rec} + c_{rec} \right] \quad (II-55)$$

### II.3.2 Validation des expressions analytiques des pertes dans les semi-conducteurs

L'utilisation des expressions analytiques va permettre la mise en œuvre d'un programme sous Matlab pour effectuer un bilan des pertes à la limite thermique de fonctionnement des semi-conducteurs. Afin de valider les calculs analytiques, une comparaison avec les résultats obtenus en utilisant un bloc d'estimation des pertes [ALV-05-2] sous le logiciel PSIM est effectuée.

Cet estimateur permet de calculer les pertes en conduction et les pertes en commutation dans les transistors et les diodes d'une cellule de commutation (figure II.29).

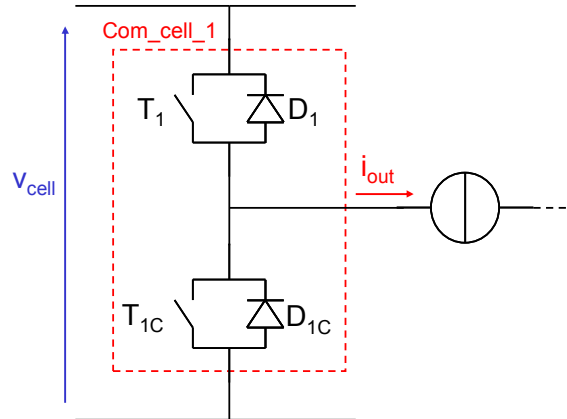


figure II.29 : Schéma d'une cellule de commutation

Les grandeurs nécessaires pour leur calcul sont la tension appliquée aux bornes de la cellule de commutation  $v_{cell}$ , le courant en sortie de la cellule de commutation  $i_{out}$  et les ordres de commande du semi-conducteur considéré. Le calcul des pertes est effectué à partir de ces paramètres qui sont échantillonnés à chaque commutation. Les pertes calculées à chaque période de découpage sont ensuite moyennées par rapport à la période réseau.

#### II.3.2.1 Semi-conducteur considéré pour l'étude comparative

Lors de l'étude comparative, les semi-conducteurs considérés sont des modules de traction à IGBT 3,3 kV / 1,5 kA. Le fabricant est ABB Semiconducteurs (Suisse).

Le tableau II-1 spécifie les paramètres de ces semi-conducteurs.

	IGBT 3,3 kV / 1,5 kA
Tension continue maximale (V)	1800
Fréquence de commutation (Hz)	1000
Paramètres pertes en commutation	$a_{on} = 3,29e-7$ $b_{on} = 6,04e-4$ $c_{on} = 0,35$ $a_{off} = 7,14e-8$ $b_{off} = 1,5e-3$ $c_{off} = 0,35$ $a_{rec} = -2,2e-7$ $b_{rec} = 1,4e-3$ $c_{rec} = 0,35$
Paramètres pertes en conduction	$V_{OT} = 1,2 \text{ V}$ $r_{dT} = 1,4 \text{ m}\Omega$ $V_{OD} = 1,2 \text{ V}$ $r_{dD} = 0,65 \text{ m}\Omega$
Résistances thermiques du semi-conducteur (K/W)	$R_{THj-cT} = 0,0085$ $R_{THc-rT} = 0,009$ $R_{THj-cD} = 0,017$ $R_{THc-rD} = 0,018$

tableau II-1 : Paramètres des semi-conducteurs utilisés pendant l'étude

avec  $R_{THj-cT}$  : la résistance thermique entre la jonction et le boîtier du transistor  
 $R_{THc-rT}$  : la résistance thermique entre le boîtier et radiateur du transistor

$R_{THj-cD}$  : la résistance thermique entre la jonction et le boîtier de la diode

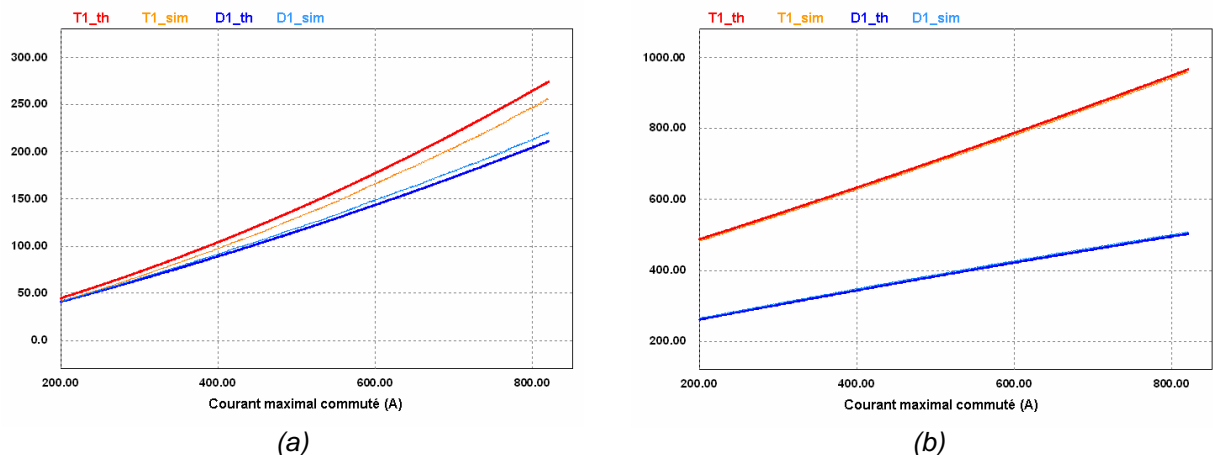
$R_{THc-rD}$  : la résistance thermique entre le boîtier et radiateur de la diode

La tension continue maximale en régime permanent supportée par le composant est de 1800 V.

### II.3.2.2 Comparaison entre les pertes analytiques et les pertes PSIM

#### II.3.2.2.a Onduleur de tension à Bus DC constant

Après la simulation, nous obtenons les résultats suivants pour les pertes dans les transistors et les diodes (figure II.30). La référence du courant maximal commuté varie entre 200 A et 820 A.



(a) (b)  
figure II.30 : Evolution des pertes en fonction du courant maximal commuté.  
(th) Calcul théorique - (sim) Simulation  
(a) pertes en conduction (b) pertes en commutation

En comparant les deux méthodes de détermination des pertes en conduction ou en commutation de chaque composant, nous obtenons des résultats identiques. Observons maintenant les pertes totales dans les IGBTs et les diodes d'une cellule de commutation (figure II.31).

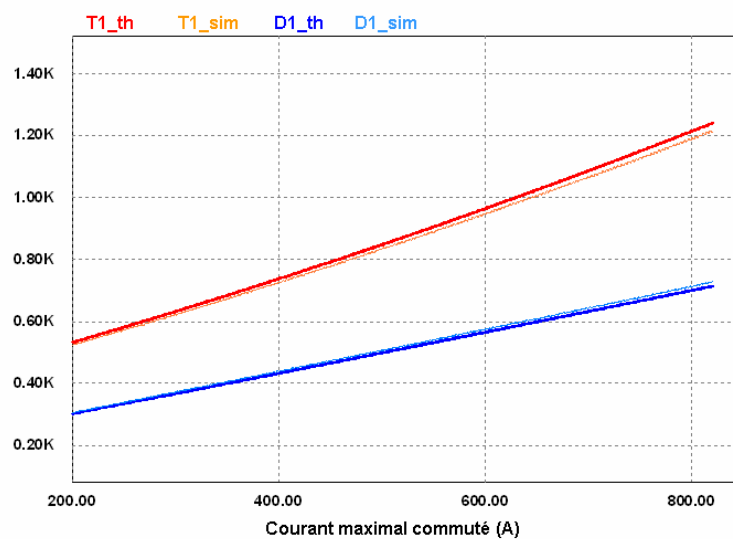


figure II.31 : Evolution des pertes totales dans chaque composant d'une cellule de commutation  
(th) Calcul théorique - (sim) Simulation



En utilisant les deux méthodes, nous constatons que les résultats sont les mêmes. Ainsi nous pouvons dire que les expressions analytiques des pertes dans les semi-conducteurs d'un onduleur à Bus DC constant sont correctes avec l'hypothèse que nous nous étions fixée pour le calcul analytique (fréquence de découpage très élevée par rapport à fréquence réseau)  $\left( \frac{f_{dec}}{f_{net}} = 20 \right)$ .

### II.3.2.2.b Onduleur de tension à Bus DC variable

Dans le cas de l'onduleur de tension à Bus DC variable, les expressions analytiques des pertes ne sont valables que lors du fonctionnement au point nominal.

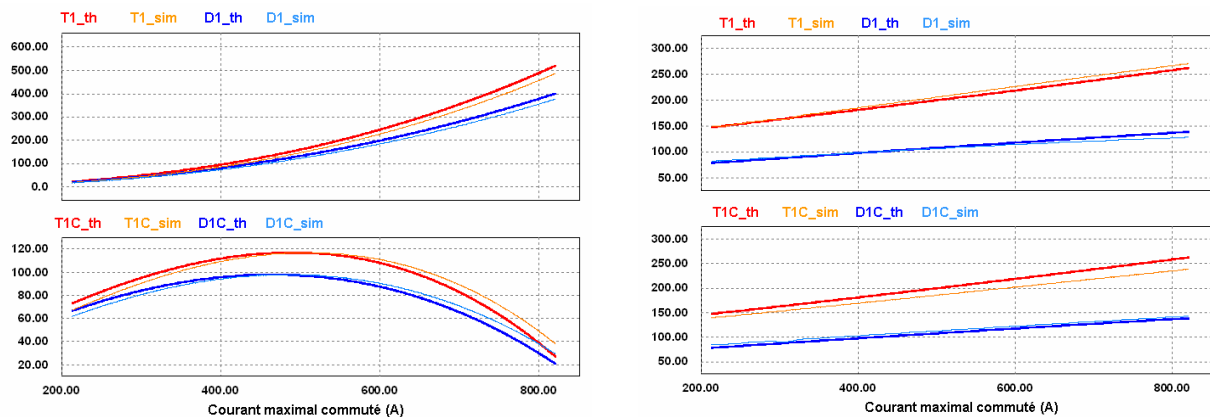
Les résultats obtenus par les deux méthodes sont reportés dans le tableau I-1. Comme dans le cas précédent, nous remarquons ainsi que les calculs analytiques et les résultats des simulations PSIM sont quasiment identiques.

Pertes (W)	Analytique	Simulation
Conduction IGBT	274	272
Commutation OFF IGBT	312	345
Commutation ON IGBT	213	220
Conduction Diode	211	225
Commutation Diode	278	237
<b>Total IGBT</b>	<b>800</b>	<b>837</b>
<b>Total Diode</b>	<b>490</b>	<b>462</b>

Tableau II-2 : Pertes dans les semi-conducteurs au point de fonctionnement nominal

### II.3.2.2.c Gradateur MLI

Lors de la simulation, la référence du courant maximal commuté varie entre 200 A et 820 A. Les résultats suivants sont obtenus pour les pertes dans les IGBTs et les diodes (figure II.32).



(a) (b)  
figure II.32 : Evolution des pertes en fonction du courant maximal commuté  
(th) Calcul théorique - (sim) Simulation  
(a) pertes en conduction (b) pertes en commutation

En comparant les deux méthodes de détermination des pertes par conduction pour chaque composant, nous observons que les résultats obtenus sont les mêmes. Il en est de même pour les pertes en commutation dans les transistors ( $T_1$ ,  $T_{1C}$ ) et les diodes ( $D_1$ ,  $D_{1C}$ ) d'une cellule de commutation qui sont confondues.

Une dissymétrie des pertes en conduction entre les semi-conducteurs hauts et bas d'une même cellule de commutation est constatée. Cela est dû au fait que les pertes dans  $T_1$  et  $T_{1C}$  sont respectivement proportionnelles à  $\alpha$  et à  $(1-\alpha)$ . Lorsque  $\alpha$  tend vers 1, les pertes en conduction dans  $T_1$  et  $D_1$  sont maximales alors que les pertes en conduction dans  $T_{1C}$  et  $D_{1C}$  tendent vers 0. Les pertes en conduction dans  $T_{1C}$  et  $D_{1C}$  sont maximales lorsque le rapport cyclique est égal à 0,5. Dans ce cas de figure, les pertes en conduction dans les composants d'une même cellule de commutation sont égales.

Les résultats obtenus pour les pertes totales dans les diodes et les IGBTs sont présentés à la figure II.33.

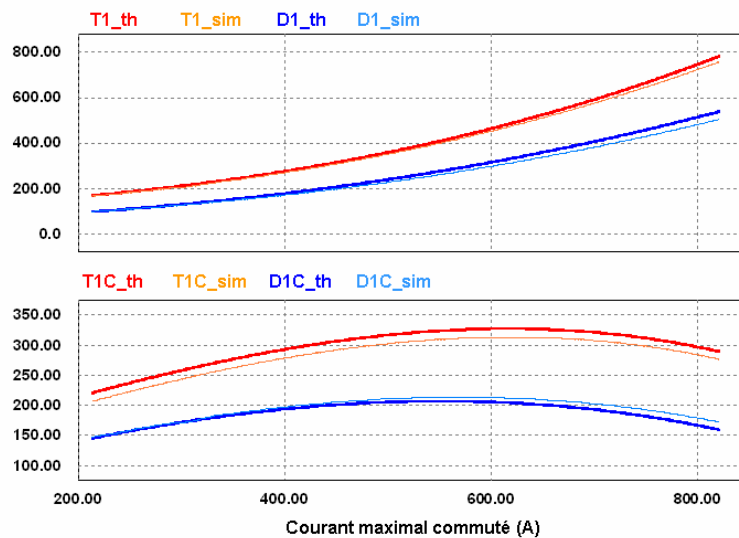


figure II.33 : Evolution des pertes totales en fonction du courant maximal commuté dans chaque semi-conducteur d'une cellule de commutation  
(th) Calcul théorique - (sim) Simulation

Comme pour le cas de l'onduleur de tension, les courbes se superposent. Les expressions analytiques des pertes dans les semi-conducteurs d'un gradateur MLI sont elles aussi validées.

Nous observons toujours une dissymétrie des pertes totales dans les transistors et les diodes d'une même cellule de commutation qui est dû à l'influence des pertes en conduction. Ces expressions analytiques vont aussi être utilisées pour les cas du gradateur à diviseur de tension en montage abaisseur ou élévateur.

## II.4 Etude comparative à la limite thermique de fonctionnement des semi-conducteurs

L'étude comparative entre les différents compensateurs de puissance réactive consiste à effectuer un bilan des pertes dans les semi-conducteurs lorsque leur limite thermique de fonctionnement est atteinte (température de jonction du semi-conducteur  $\theta_j = 125^\circ\text{C}$ ).

Les expressions analytiques des pertes déterminées dans la partie II.3.1 sont utilisées. L'utilisation de ces relations constitue la solution la plus simple en comparaison avec une méthode par simulation sous PSIM avec les blocs d'estimation des pertes. En effet des itérations sont nécessaires pour tester si la limite de fonctionnement est atteinte. Ce qui n'est pas facile à mettre en œuvre en utilisant PSIM.

### II.4.1 Description du programme développé sous Matlab

Pour trouver la limite thermique de fonctionnement du semi-conducteur, nous allons déterminer le courant maximal commuté par les semi-conducteurs équipant le compensateur statique lorsque leur température maximale de jonction est atteinte. La tension maximale supportée par un module à IGBT est de 1800 V. [BRU-05]

Le modèle thermique équivalent d'un module IGBT est présenté à la figure II.34. Ses paramètres sont donnés dans la documentation constructeur.

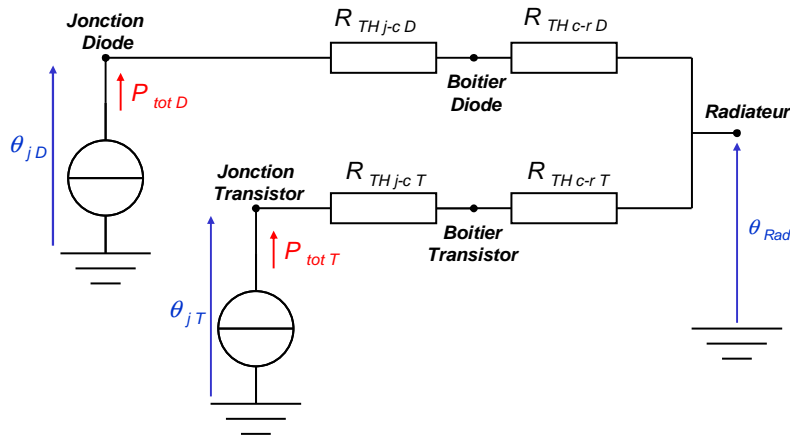


figure II.34 : Modèle thermique simplifié d'un module à IGBT

avec  $\theta_{jD}$  : la température de jonction de la diode  
 $\theta_{jT}$  : la température de jonction du transistor  
 $\theta_{Rad}$  : la température du radiateur  
 $P_{tot T}$  : les pertes totales dissipées par le transistor  
 $P_{tot D}$  : les pertes totales dissipées par la diode

La température de jonction du transistor se calcule par :

$$\theta_{jT} = (R_{THj-cT} + R_{THc-rT}).(P_{condT} + P_{comT}) + \theta_{Rad} \quad (\text{II-56})$$

La température de jonction de la diode se calcule par :

$$\theta_{jD} = (R_{THj-cD} + R_{THc-rD}).(P_{condD} + P_{comD}) + \theta_{Rad} \quad (II-57)$$

Les hypothèses suivantes sont utilisées lors de la comparaison :

- La température maximale de jonction est fixée à 125°C
- Le dispositif de refroidissement maintient la température au niveau du radiateur constante et égale à 100°C

Pour trouver le courant maximal commuté par les semi-conducteurs équipant le compensateur statique lorsque leur température maximale de jonction est atteinte, nous développons un programme sous Matlab. Une fois ce courant déterminé, le programme procédera aux calculs des pertes ainsi qu'aux calculs de la puissance réactive fournie par le convertisseur au point de fonctionnement nominal ( $\alpha_{max} = 0,95$ ). Ces différentes opérations sont effectuées pour les structures de compensateurs présentées précédemment.

L'organigramme de la figure II.35 présente la structure du programme implémenté sous Matlab :

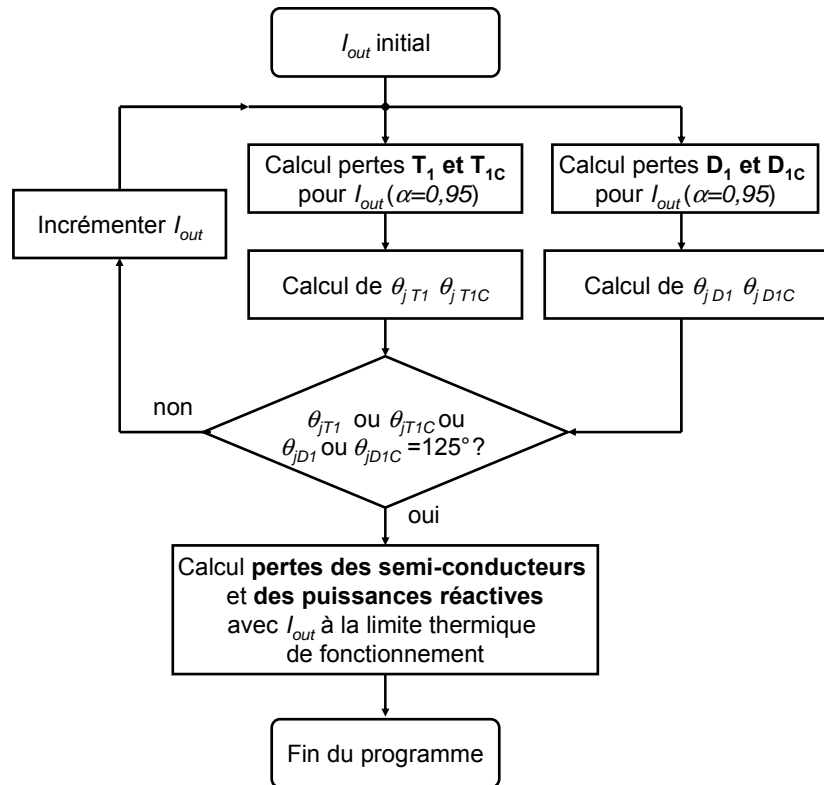


figure II.35 : Organigramme du programme implémenté sous Matlab

**Remarque :** Cette méthode ne fonctionne que si les pertes totales dans les semi-conducteurs sont croissantes en fonction du courant commuté et maximales pour  $\alpha_{max} = 0,95$ .

La structure du programme se présente de la façon suivante :

- Pour un courant  $I_{out}$  initial, le calcul des pertes totales dans les transistors et dans les diodes d'une cellule de commutation est effectué pour  $\alpha_{max} = 0,95$ . Les expressions analytiques présentées dans la section II.3.1 sont utilisées.

- A partir du calcul des pertes déterminées précédemment dans les différents semi-conducteurs, nous déterminons la température de jonction de chaque composant. Les expressions (II-56) (II-57) issues du modèle thermique d'un module à IGBT permettent d'obtenir cette température. La température au niveau du radiateur est constante et égale à 100°C.
- Un test est ensuite réalisé sur les différentes températures de jonction calculées (égales à 125°C ?). Si à l'issue du test, aucune température n'est égale à 125°C, le courant  $I_{out}$  est incrémenté et les opérations précédentes sont renouvelées. Si à l'issue du test, une des températures de jonction est égale à 125°C, le calcul des pertes totales dans la structure de conversion est réalisé pour le courant  $I_{out}$  considéré.

## II.4.2 Cas du compensateur statique avec gradateur MLI abaisseur de tension à diviseur de tension actif

L'influence de la variation du rapport des impédances  $q \left( q = \frac{Z}{Z_{out}} \right)$  sur les grandeurs électriques ainsi que sur les pertes dans les semi-conducteurs du gradateur MLI à diviseur de tension actif (figure II.16) en se plaçant à la limite thermique est présentée dans cette partie.

Deux cas sont d'abord étudiés, lorsque  $q = 1$  et  $q = 4$ . Le programme précédent est utilisé. Nous ne nous limitons pas au point de fonctionnement avec  $\alpha_{max}$ . Nous devons nous intéresser à l'évolution des tensions et des courants en fonction du rapport cyclique. Nous obtenons les résultats suivants :

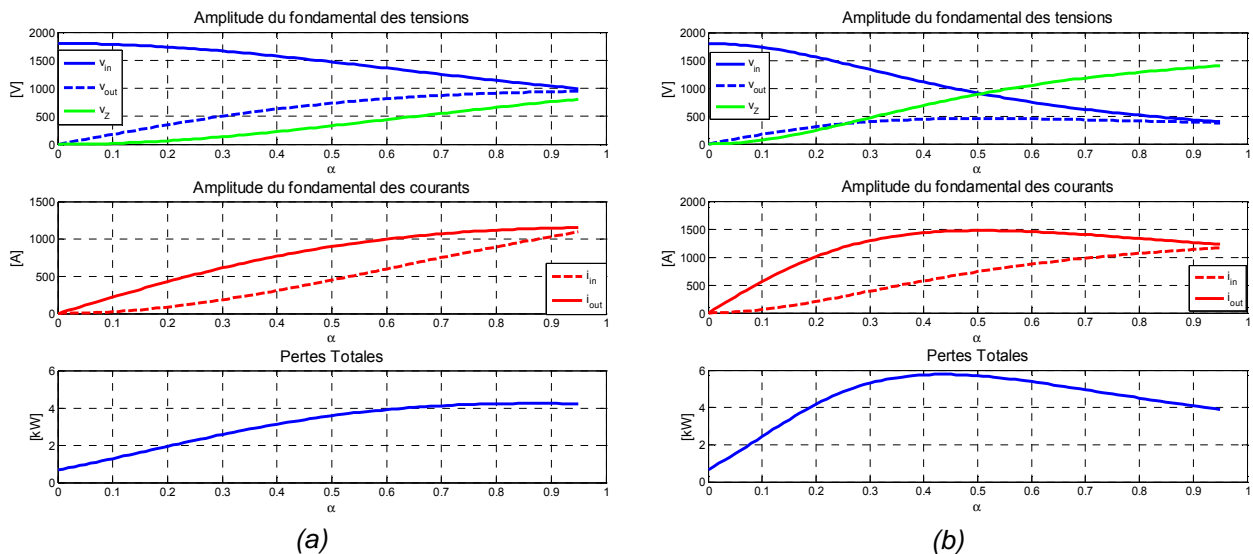


figure II.36 : Evolution en fonction de  $\alpha$  des tensions, des courants et des pertes totales pour un gradateur MLI à diviseur de tension actif lorsque la limite thermique de fonctionnement est atteinte  
(a)  $q = 1$  (b)  $q = 4$

Lorsque le rapport des impédances  $q$  est égal à 1, le courant maximal commuté est égal à 1150 A. Il est atteint à  $\alpha = 0,95$ . Concernant les pertes totales dans le convertisseur, le maximum est d'environ 4,2 kW et est atteint à  $\alpha = 0,85$ .

Pour un rapport des impédances  $q$  est égal à 4, le courant maximal commuté augmente et atteint une valeur de 1490 A à  $\alpha = 0,5$ . Les pertes totales maximales sont égales à 5,8 kW pour  $\alpha = 0,43$ .

Ainsi nous pouvons dire, en travaillant à la limite thermique, qu'il est plus avantageux de fixer le rapport des impédances à 1 au lieu de 4. Cette étude nous montre aussi qu'il doit exister un rapport  $q$  pour lequel il est possible de minimiser les pertes totales dans les semi-conducteurs. Pour trouver ce rapport  $q$  optimal, un programme, dont l'organigramme est présenté à la figure II.37, a été mis en œuvre.

L'organigramme reprend le principe du programme présenté dans la partie II.4.1. Cependant, le test des températures de jonction est réalisé pour différentes valeurs de rapport cyclique variant de 0,05 à 0,95 car nous avons vu que les pertes maximales ne sont pas obtenues à  $\alpha=0,95$ . Afin de procéder à un balayage du rapport des impédances, une boucle est ajoutée par rapport au programme de la section II.4.1.

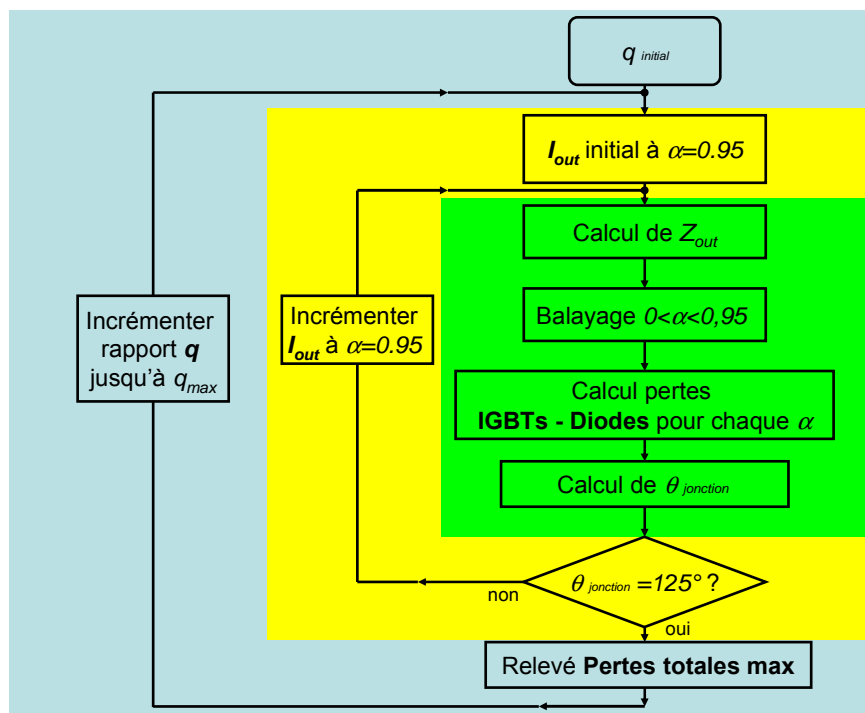


figure II.37 : Organigramme du programme implémenté sous Matlab permettant de déterminer le rapport des impédances minimisant les pertes totales dans un gradateur MLI à diviseur de tension actif lors de la limite thermique de fonctionnement des semi-conducteurs

En utilisant les données du module à IGBT 3,3 kV / 1,5 kA les résultats suivants sont obtenus :

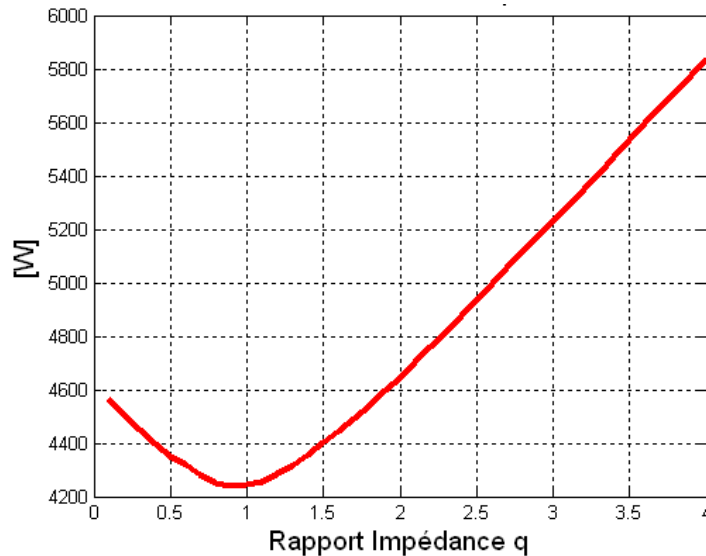


figure II.38 : Evolution des pertes totales d'un gradateur MLI à diviseur de tension actif à la limite thermique de fonctionnement des semi-conducteurs en fonction du rapport d'impédance  $q$  (IGBT 3,3kV / 1,5 kA)

En observant l'évolution des pertes totales dans les semi-conducteurs, nous constatons qu'il existe un optimum. Le rapport  $q$  doit être réglé à 0,92 pour minimiser les pertes totales maximales d'un gradateur abaisseur à diviseur de tension actif équipé d'IGBT 3,3kV / 1,5 kA. C'est cette valeur de  $q$  qui sera considérée lors de l'étude comparative.

### II.4.3 Cas du compensateur statique avec gradateur MLI élévateur de tension à diviseur de tension actif

Comme dans la partie précédente, nous nous intéressons à l'influence de la variation du rapport des impédances  $q$  sur les grandeurs électriques ainsi que sur les pertes dans les semi-conducteurs en se plaçant à la limite thermique de fonctionnement.

Les calculs sont effectués pour  $q = 1$  et  $q = 4$ . Le programme décrit dans la partie II.4.2 est toujours utilisé.

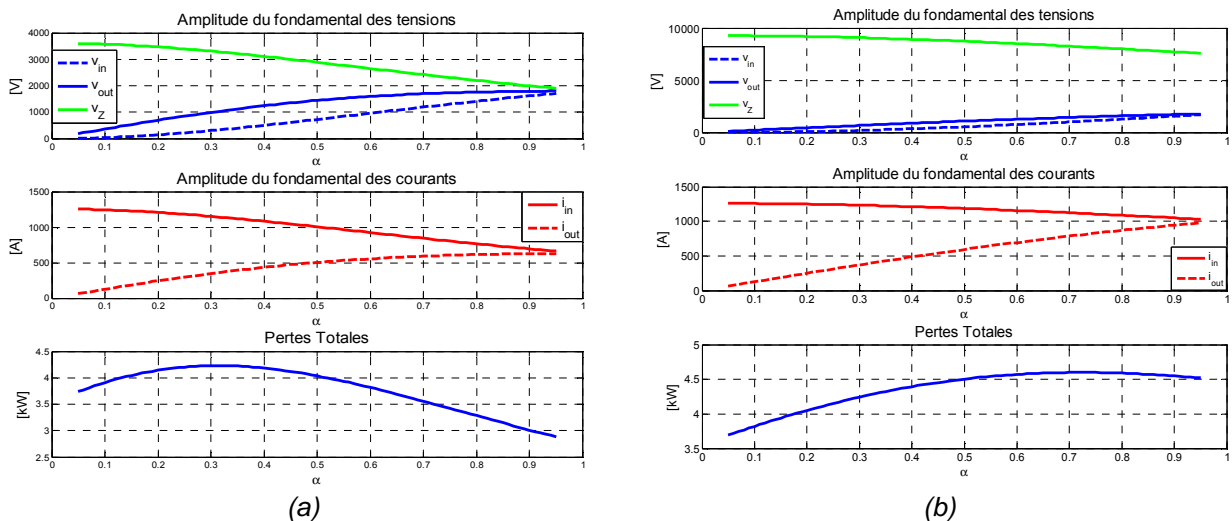


figure II.39 : Evolution en fonction de  $\alpha$  des tensions, des courants et des pertes totales pour un gradateur MLI élévateur de tension lorsque la limite thermique de fonctionnement est atteinte  
(a)  $q = 1$  (b)  $q = 4$

Lorsque le rapport des impédances  $q$  est égal à 1, le courant maximal commuté est égal à 1250 A. Il est atteint lorsque  $\alpha = 0,05$ . Concernant les pertes totales dans le convertisseur, le maximum est d'environ 4230 W et est atteint à  $\alpha = 0,3$ .

Lorsque le rapport des impédances  $q$  est égal à 4 (figure II.39), le courant maximal commuté est de 1261 A. Il est atteint lorsque  $\alpha = 0,05$ . Les pertes totales maximales sont égales à 5490 W pour  $\alpha = 0,73$ .

Comme précédemment, nous voyons qu'il existe un rapport  $q$  pour lequel il est possible de minimiser les pertes totales dans les semi-conducteurs. Pour trouver ce rapport  $q$  optimal, le programme dont l'organigramme est donné à la figure II.37 a été utilisé.

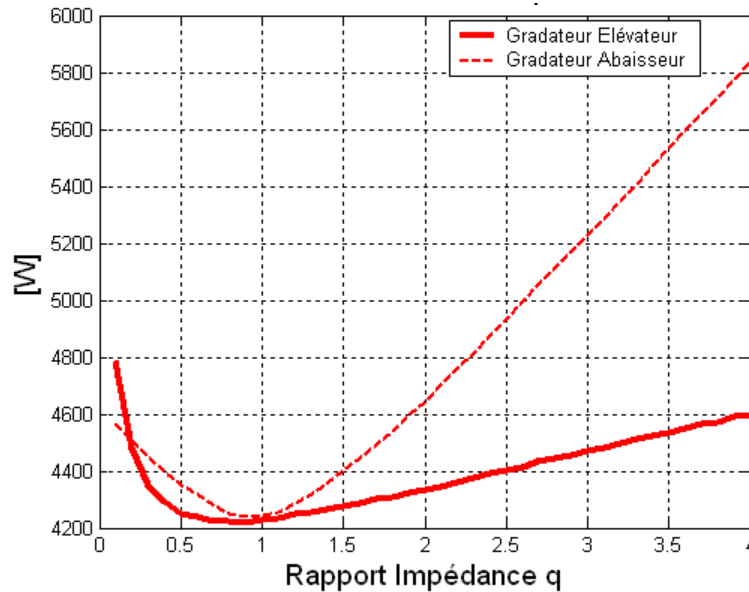


figure II.40 : Evolution des pertes totales d'un gradateur élévateur à la limite thermique de fonctionnement des semi-conducteurs en fonction du rapport d'impédance  $q$  (IGBT 3,3kV / 1,5 kA)

En observant sur la figure II.40 l'évolution des pertes totales du convertisseur, nous constatons qu'il existe un optimum. Le rapport  $q$  doit être réglé à 0,9 pour minimiser les pertes totales maximales d'un gradateur MLI élévateur à diviseur de tension actif équipé d'IGBT 3,3kV / 1,5 kA. Néanmoins nous observons que les pertes totales évoluent plus lentement lorsque le rapport  $q$  est supérieur à 0,9 en comparaison avec le compensateur à gradateur abaisseur à diviseur de tension actif. Nous considérons  $q = 0,9$  pour l'étude comparative.

**Remarque :** La figure II.41 présente pour  $q = 0,9$  l'évolution des puissances réactives. Ainsi la puissance réactive maximale fournie par le convertisseur seul est de  $Q_{in} = 614 \text{ kVAR}$  à  $\alpha_{max}$ . Néanmoins la puissance réactive fournie par l'ensemble impédance série et gradateur est maximale à  $\alpha_{min}$  contrairement aux autres types de compensateurs. Cela est dû au fait qu'à  $\alpha_{min}$ , le module de l'impédance totale (II-18) à la fréquence réseau est plus petit. Lorsque le rapport cyclique augmente, le module de l'impédance totale augmente d'où la diminution de la puissance réactive totale. Cependant nous pouvons constater que la puissance réactive variable fournie par le compensateur est de 1054 kVAR.



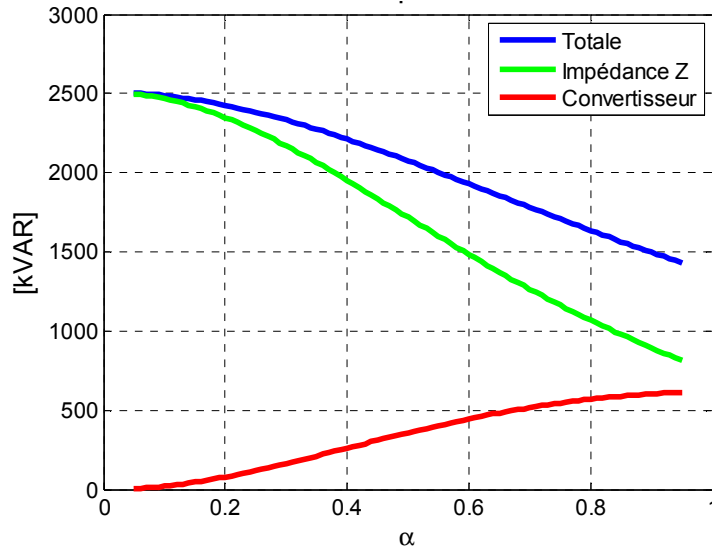


figure II.41 : Bilan de puissance réactive pour un compensateur à gradateur MLI élévateur avec diviseur de tension actif

#### II.4.4 Bilan de l'étude comparative et conclusion

Le bilan des pertes est présenté pour le composant le plus contraint. Les résultats sont donnés pour les topologies vues dans la partie II.2 et en considérant des modules de traction à IGBT 3,3 kV / 1,5 kA au point de fonctionnement nominal (à  $\alpha_{max} = 0,95$  pour l'onduleur à Bus DC constant, l'onduleur à Bus DC variable et le gradateur abaisseur de tension) (à rapport  $q$  optimum pour les gradateurs MLI à diviseur de tension actif). Nous obtenons les résultats suivants :

IGBT 3,3 kV / 1,5 kA	Onduleur à bus DC constant	Onduleur à bus DC variable	Gradateur MLI abaisseur	Gradateur abaisseur à diviseur de tension actif	Gradateur élévateur à diviseur de tension actif
Courant maximal (A)	819	1241	1054	1151	1256
Tension maximale (V)	1800	1800	1800	1800	1800
Fréquence de commutation (Hz)	1000	1000	1000	1000	1000
Température de jonction max Transistor (°C)	122	121	119	119	119
Température de jonction max Diode (°C)	125	125	125	125	125
Pertes en conduction dans Transistor (W)	274	507	752	858	980
Pertes en commutation ON dans Transistor (W)	388	284	126	73	13
Pertes en commutation OFF dans Transistor (W)	578	419	186	108	19
Pertes en conduction dans Diode (W)	211	362	554	622	699
Pertes en commutation dans Diode (W)	503	352	160	92	16
<b>Pertes totales dans Transistor (W)</b>	<b>1240</b>	<b>1211</b>	<b>1063</b>	<b>1040</b>	<b>1013</b>
<b>Pertes dans Diode (W)</b>	<b>714</b>	<b>714</b>	<b>714</b>	<b>714</b>	<b>714</b>

tableau II-3 : Module à IGBT 3,3kV / 1,5 kA, bilan des pertes des semi-conducteurs les plus contraints à la limite thermique de fonctionnement pour différentes configurations de compensateur de puissance réactive

Dans le tableau II-3, nous constatons que les semi-conducteurs commutent le plus de courant dans le cas du compensateur à base d'onduleur à Bus DC variable (à  $\alpha_{max}$ ) et dans le cas du compensateur à base de gradateur élévateur (à  $\alpha_{min}$ ).

Nous observons que la température maximale est toujours atteinte au niveau de la jonction de la diode la plus contrainte et ceci quelle que soit la structure.

Du point de vue des pertes dans chaque semi-conducteur, les pertes en conduction dans le transistor et la diode sont plus importantes en utilisant les topologies à base de gradateur MLI. Néanmoins l'avantage de ces structures est visible au niveau des pertes en commutation dans le transistor et la diode qui sont beaucoup plus réduites par rapport aux topologies à base d'onduleur de tension surtout pour la topologie à gradateur élévateur. Quelles que soient les topologies, les pertes dans les transistors sont moins élevées dans les gradateurs MLI.

Le calcul de la puissance réactive est effectué en considérant les formes d'ondes fondamentales de tension et de courant délivrées par la structure.

Nous procédons cette fois-ci à un bilan de puissance et des pertes à la limite thermique de fonctionnement des semi-conducteurs pour un compensateur complet (4 diodes, 4 IGBT).

IGBT 3,3 kV / 1,5 kA	Onduleur à bus DC constant	Onduleur à bus DC variable	Gradateur MLI abaisseur	Gradateur abaisseur à diviseur de tension actif	Gradateur élévateur à diviseur de tension actif
Courant maximal (A)	819	1241	1054	1151	1256
Tension maximale (V)	1800	1800	1800	1800	1800
Puissance réactive variable fournie (kVAR)	664	1005	901	970	1054
Pertes totales dans un compensateur (W)	7817	7699	4636	4235	4249

tableau II-4 : Bilan des pertes du module à IGBT 3,3kV / 1,5 kA le plus contraint à la limite thermique de fonctionnement pour différentes configurations de compensateur de puissance réactive

Le tableau II-4 nous montre que l'onduleur à bus DC constant est la structure la plus désavantageuse. Les semi-conducteurs qui le composent commutent le courant le plus faible. La conséquence est une puissance réactive fournie par le compensateur peu élevée alors que les pertes totales sont très élevées par rapport aux autres topologies.

Intéressons nous maintenant à l'onduleur à bus DC variable et aux gradateurs. Nous constatons qu'un compensateur à onduleur à Bus DC variable est la structure la moins intéressante. Ce dispositif présente le moins bon compromis puissance réactive fournie - pertes totales.

Dans le cas des gradateurs MLI, il y a symétrie des pertes en commutation et dissymétrie des pertes en conduction dans les cellules de commutation. Lorsque le rapport cyclique tend vers 1, comme c'est le cas ici, les semi-conducteurs  $T_1$   $D_1$   $T_2$   $D_2$  commandés par  $\alpha$  dissipent le plus de pertes en conduction alors que  $T_{1C}$   $D_{1C}$   $T_{2C}$   $D_{2C}$  commandés par  $(1-\alpha)$  ne dissipent pratiquement pas de pertes en conduction. L'utilisation des gradateurs MLI abaisseur et élévateur à diviseur de tension actif permet de réduire les pertes par rapport au gradateur MLI classique (-9 %).

Cette analyse a mis en évidence les avantages apportés par des compensateurs utilisant des structures à gradateurs MLI. En effet en comparaison avec des structures à onduleurs de tension ces dispositifs présentent un bon rapport entre puissance réactive fournie et pertes. Ce qui est un paramètre très important. En effet si les pénalités en énergie réactive vont baisser, les pertes et la consommation des dispositifs de refroidissement des convertisseurs ne doivent pas entraîner une augmentation sensible de l'énergie active facturée.

# Chapitre III

## Mise en œuvre des topologies pour la réalisation de compensateurs de 3 MVAR

<b>III.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>64</b>
<b>III.2</b>	<b>Mise en œuvre des compensateurs de puissance réactive .....</b>	<b>64</b>
III.2.1	Compensateur à onduleurs à Bus DC constant.....	64
III.2.1.1	Structure du compensateur .....	64
III.2.1.2	Dimensionnement de l'inductance de lissage .....	66
III.2.1.3	Dimensionnement du condensateur d'un onduleur à Bus DC constant.....	67
III.2.2	Compensateur à onduleurs à Bus DC variable.....	68
III.2.2.1	Structure du compensateur .....	68
III.2.2.2	Dimensionnement du condensateur de l'onduleur à Bus DC variable.....	68
III.2.2.3	Comparaison avec l'onduleur de tension à Bus DC constant.....	70
III.2.2.4	Simulation temporelle .....	70
III.2.3	Compensateur à gradateurs abaisseur de tension .....	71
III.2.3.1	Structure du compensateur .....	71
III.2.3.2	Dimensionnement de l'impédance de sortie .....	73
III.2.3.3	Dimensionnement du condensateur de filtrage d'entrée .....	75
III.2.4	Compensateur à gradateurs abaisseur de tension à diviseur de tension actif ...	76
III.2.4.1	Structure du compensateur .....	76
III.2.4.2	Dimensionnement du condensateur de filtrage.....	77
III.2.5	Compensateur à gradateurs élévateur de tension .....	78
<b>III.3</b>	<b>Etude comparative de compensateurs de 3 MVAR .....</b>	<b>81</b>
<b>III.4</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>84</b>

## III.1 Introduction

Suite à un pré-dimensionnement réalisé dans le premier chapitre, il s'avère que le dispositif de compensation de puissance réactive à installer à la sous-station de Revest doit fournir 3 MVAR afin de limiter la consommation de l'énergie réactive.

Ce chapitre traite de la mise en œuvre de compensateurs de puissance réactive de 3 MVAR. Les structures utilisant un contrôle par modulation de largeur d'impulsion présentées dans le chapitre 2 sont considérées. Nous allons affiner l'étude comparative en considérant cette fois-ci les éléments réactifs associés aux convertisseurs.

La première partie de ce chapitre est consacrée à leur dimensionnement, ainsi qu'à leur apport en puissance réactive. L'étude comparative est développée dans la deuxième partie. Le bilan des pertes dans les semi-conducteurs et le bilan énergétique des éléments réactifs des différentes structures sont effectués. Comme dans le chapitre précédent, les convertisseurs sont réalisés avec les modules de traction IGBT 3,3 kV / 1,5 kA.

## III.2 Mise en œuvre des compensateurs de puissance réactive

### III.2.1 Compensateur à onduleurs à Bus DC constant

#### III.2.1.1 Structure du compensateur

La structure d'un compensateur de puissance réactive avec une topologie à base d'onduleur de tension à Bus DC constant est présentée à la figure III.1.

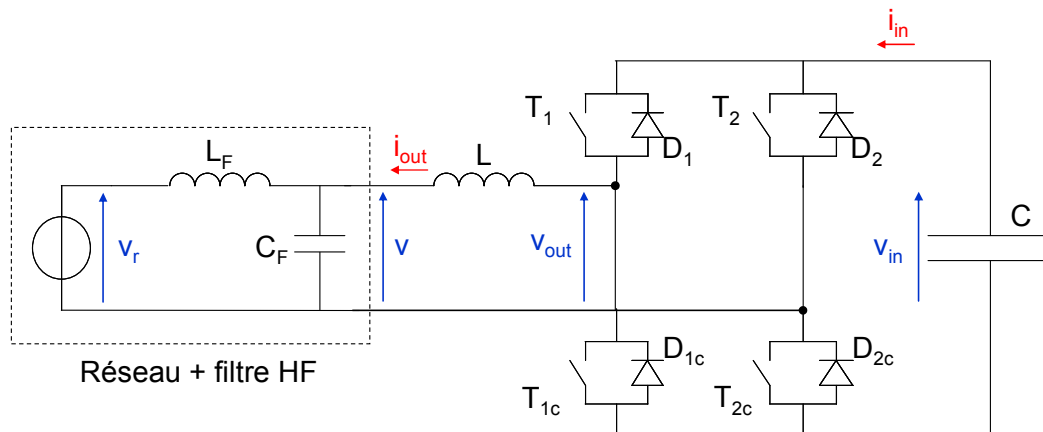


figure III.1 : Partie puissance d'un compensateur de puissance réactive avec une topologie à onduleur de tension à Bus DC constant

A partir de cette structure, les modèles à la fréquence fondamentale et haute fréquence d'un compensateur de puissance réactive avec une topologie à onduleur de tension à Bus DC constant peuvent être établis (figure III.2, figure III.3).

Ces deux modèles sont découplés si le réseau se comporte comme une source de tension idéale. Il doit présenter une impédance interne nulle en haute fréquence.

Ainsi dans notre étude, les éléments de filtrage d'entrée, l'inductance  $L_F$  et le condensateur  $C_F$  ne sont pas considérés. Ainsi le seul élément de filtrage pris en compte est l'inductance

de lissage  $L$ . Le réseau électrique est modélisé par une source de tension idéale et sinusoïdale  $v(t)$ .

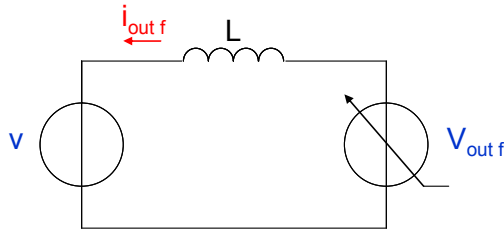


figure III.2 : Modèle à la fréquence fondamentale

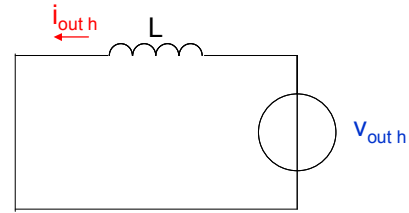


figure III.3 : Modèle haute fréquence

En appliquant le théorème de superposition, nous pouvons déduire les expressions suivantes :

$$V_{out} = V_{outf} + V_{outh} \quad (III-1)$$

$$i_{out} = i_{outf} + i_{outh} \quad (III-2)$$

avec  $V_{outf}$  : la composante fondamentale de la tension de sortie de l'onduleur  
 $V_{outh}$  : la composante HF de la tension de sortie de l'onduleur  
 $i_{outf}$  : la composante fondamentale du courant de sortie de l'onduleur  
 $i_{outh}$  : la composante HF du courant de sortie de l'onduleur

Le compensateur doit être dimensionné pour 3 MVAR. A cause des limites des semi-conducteurs, un compensateur construit autour d'un seul onduleur de tension s'avère insuffisant (664 kVAR fournie au maximum) pour atteindre un tel niveau de puissance réactive. Il est donc nécessaire d'associer plusieurs onduleurs.

Sur le principe, les onduleurs de tension étant des sources de tension. Les convertisseurs sont donc associés en série (figure III.4) et les commandes des cellules de commutation sont quant à elles entrelacées.

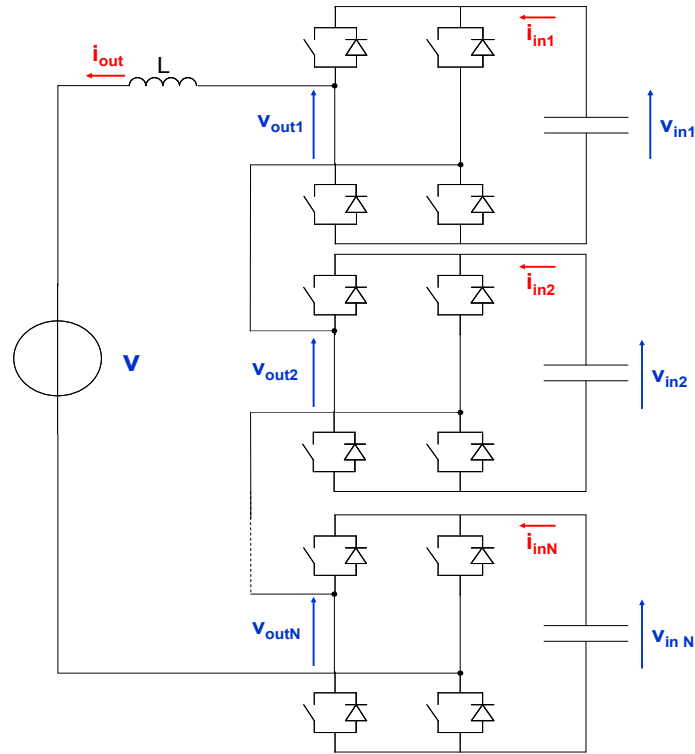


figure III.4 : Partie puissance d'un compensateur de puissance réactive avec  $N$  onduleurs de tension associés en série

### III.2.1.2 Dimensionnement de l'inductance de lissage

La valeur de la tension aux bornes du condensateur  $C$  est considérée comme constante et égale à  $V_C$ . La valeur de la tension  $V_C$  correspond à la tension continue en régime permanent supportée par les semi-conducteurs (fournie par les données constructeur).

L'inductance de lissage  $L$  est mise en place afin de réduire l'ondulation du courant  $i_{out}$  à l'échelle de la période de découpage. En considérant que les commandes des  $2.N$  cellules de commutation sont entrelacées, la fréquence apparente de l'ondulation du courant  $i_{out}$  est de  $2.N.f_{dec}$ .

La valeur de l'inductance de lissage  $L$  est déterminée à partir de l'expression de l'ondulation maximale du courant  $\Delta I_{out max}$  de sortie donnée par :

$$L = \frac{V_C}{8.N.f_{dec} \cdot \Delta I_{out max}} \quad (III-3)$$

avec  $\Delta I_{out max}$  : l'ondulation maximale du courant de sortie  
 $N$  : le nombre d'onduleurs associés en série  
 $f_{dec}$  : la fréquence de découpage  
 $V_C$  : la tension de bus continue ( $v_{in} = V_C$ )

Pour la suite de l'étude, l'ondulation maximale du courant de sortie est fixée à :

$$\Delta I_{out max} = 15\% \cdot I_{out} \cdot \sqrt{2} \quad (III-4)$$

L'influence de l'inductance de lissage du compensateur sur les échanges de puissance réactive est maintenant discutée.

Avec la composante fondamentale du courant  $i_{out}(t)$  en retard par rapport à celle de la tension de sortie de l'onduleur  $v_{out1}(t)$  (dispositif fonctionnant en compensateur de puissance réactive), la relation qui lie les valeurs efficaces des grandeurs électriques peut être établie :

$$V = N.m_a \cdot \frac{V_C}{\sqrt{2}} - L.\omega_{net}.I_{out} \quad (III-5)$$

avec  $V_{outf} = m_a \cdot \frac{V_C}{\sqrt{2}}$  : la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur

$V$  : la valeur efficace de la tension du réseau

$m_a$  : la profondeur de modulation

$\omega_{net}$  : la pulsation du réseau

$V_C$  : la tension de bus continue

Nous pouvons ainsi déduire la puissance réactive totale maximale fournie au réseau électrique qui est donnée par :

$$Q_{tot} = N.Q_{cvs} - Q_L \quad (III-6)$$

$$Q_{tot} = N.m_{a\max} \cdot \frac{V_C}{\sqrt{2}} \cdot I_{out} - L.\omega_{net} \cdot I_{out}^2 = \frac{N.V_C.I_{out}}{\sqrt{2}} \left( m_{a\max} - \frac{\pi.f_{net}.I_{out}}{2.\sqrt{2}.N^2.f_{dec}.\Delta I_{out\max}} \right) \quad (III-7)$$

avec  $m_{a\max}$  : la profondeur de modulation maximale

$Q_{tot}$  : la puissance réactive totale fournie au réseau par le compensateur

$Q_{cvs}$  : la puissance réactive fournie par un onduleur de tension

$Q_L$  : la puissance réactive consommée par l'inductance de lissage

$f_{net}$  : la fréquence du réseau

Ainsi plus le nombre d'onduleurs associés est élevé, plus la valeur de l'inductance a tendance à baisser et plus la grande partie de la puissance réactive fournie par les onduleurs est directement transférée au réseau.

### III.2.1.3 Dimensionnement du condensateur d'un onduleur à Bus DC constant

En négligeant les pertes dans les semi-conducteurs, les puissances instantanées à l'entrée et à la sortie d'un onduleur sont les mêmes. Pour l'onduleur 1 par exemple, nous pouvons écrire la relation suivante :

$$p = V_C.i_{in1}(t) = v_{out1}(t).i_{out}(t) \quad (III-8)$$

avec  $p$  : la puissance instantanée

$i_{in1}$  : le courant d'entrée de l'onduleur 1

$v_{out1}$  : la tension en sortie de l'onduleur 1

L'expression de la valeur moyenne instantanée de la tension de sortie de l'onduleur est de la forme :

$$V_{outmoy1} = m_a.V_C.\sin \omega_{net}.t \quad (III-9)$$

L'expression du courant de sortie est donnée par :

$$i_{out}(t) = I_{out} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_{net}.t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (III-10)$$

La valeur moyenne instantanée du courant d'entrée de l'onduleur peut être établie :

$$i_{inmoy1} = \frac{V_{outmoy1}}{V_C} \cdot i_{out}(t) \quad (III-11)$$

$$i_{inmoy1} = -\frac{m_a \cdot I_{out} \cdot \sqrt{2}}{2} \cdot \cos\left(2\omega_{net} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (III-12)$$

L'expression de la tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$v_{in1}(t) = V_C - \frac{1}{C} \int i_{inmoy1}(t) \cdot dt \quad (III-13)$$

$$v_{in1}(t) = V_C + \frac{m_a \cdot I_{out} \cdot \sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1}{2 \cdot C \cdot \omega_{net}} \cdot \sin\left(2\omega_{net} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (III-14)$$

Ainsi en fixant une ondulation de la tension  $\Delta V_C$  (généralement égale à 5% de  $V_C$ ), l'expression de la capacité est donnée par :

$$C = \frac{m_a \cdot I_{out} \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \omega_{net} \cdot \Delta V_C} \quad (III-15)$$

## III.2.2 Compensateur à onduleurs à Bus DC variable

### III.2.2.1 Structure du compensateur

Le compensateur de puissance réactive à base d'onduleur de tension à Bus DC variable a une topologie identique à la figure III.1. Comme précédemment, les éléments de filtrage d'entrée, l'inductance  $L_F$  et le condensateur  $C_F$  ne sont pas pris en compte.

En fixant les mêmes contraintes en tension et en courant que précédemment, le principe de dimensionnement de l'inductance de lissage pour 1 ou  $N$  onduleurs associés en série est le même. Donc au niveau de l'apport en puissance réactive, nous obtenons les mêmes résultats que pour la partie III.2.1.2.

### III.2.2.2 Dimensionnement du condensateur de l'onduleur à Bus DC variable

L'avantage de cette topologie est la réduction de la valeur de la capacité du bus. En effet, comme le condensateur accepte de large ondulation en tension, en se fixant les mêmes contraintes en tension et en courant la valeur de sa capacité est inférieure à celle l'onduleur à Bus DC constant.

Dans cette partie, nous allons comparer le dimensionnement du condensateur dans le cas de l'onduleur classique et dans le cas de l'onduleur à large ondulation.



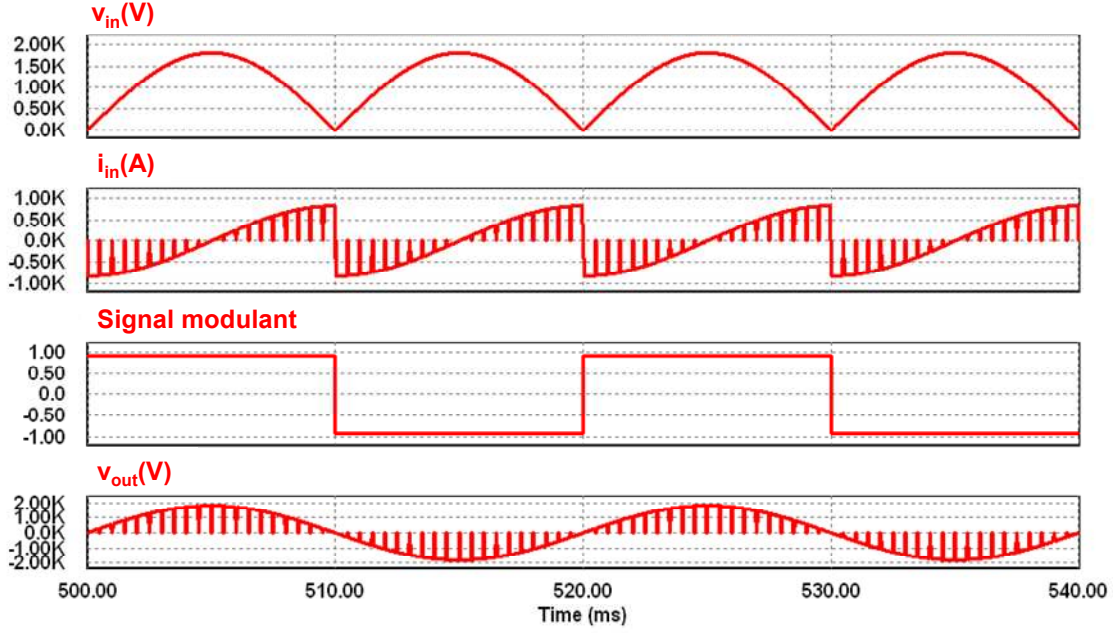


figure III.5 : Formes d'ondes : tension aux bornes du condensateur, courant circulant dans le condensateur, signal modulant et tension de sortie de l'onduleur

En observant la figure III.5, l'expression de la tension aux bornes du condensateur sur une demi-période est donnée par :

$$v_{in}(t) = V_{in} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \omega_{net} \cdot t \quad (\text{III-16})$$

Sachant que le signal modulant est constant sur une demi-période, l'expression de la valeur moyenne instantanée de la tension de sortie de l'onduleur est de la forme :

$$V_{outmoy} = m_a \cdot V_{in} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \omega_{net} \cdot t \quad (\text{III-17})$$

L'expression du courant de sortie est toujours donnée par :

$$i_{out}(t) = I_{out} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \left( \omega_{net} \cdot t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{III-18})$$

La valeur moyenne instantanée du courant d'entrée de l'onduleur peut être établie :

$$i_{inmoy} = m_a \cdot I_{out} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \left( \omega_{net} \cdot t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{III-19})$$

La tension aux bornes du condensateur, composée d'une composante continue et d'une composante alternative, peut être encore exprimée de la façon suivante :

$$v_{in}(t) = V_C - \frac{1}{C} \int i_{inmoy}(t) \cdot dt \quad (\text{III-20})$$

$$v_{in}(t) = V_C + m_a \cdot I_{out} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{1}{C \cdot \omega_{net}} \cdot \sin(\omega_{net} \cdot t) \quad (\text{III-21})$$

avec  $V_C$  : la composante continue de la tension aux bornes du condensateur

La tension  $V_C$  correspond à la valeur moyenne de  $v_{in}(t)$  sur une demi-période donnée par :

$$V_C = \frac{2 \cdot V_{in} \cdot \sqrt{2}}{\pi} \quad (\text{III-22})$$

Ainsi en se plaçant au point maximal de  $v_{in}(t)$ , l'expression de la capacité du condensateur peut être déterminée :

$$C = \frac{m_a \cdot I_{out} \cdot \sqrt{2}}{\omega_{net} \cdot V_{in} \cdot \sqrt{2} \cdot \left(1 - \frac{2}{\pi}\right)} \quad (III-23)$$

### III.2.2.3 Comparaison avec l'onduleur de tension à Bus DC constant

Nous considérons que la tension continue  $V_C$  dans le cas de l'onduleur à Bus DC constant est égale à la tension crête supportée par le condensateur de l'onduleur à Bus DC variable  $V_{in} \cdot \sqrt{2}$ , que les contraintes en courant sont les mêmes et que l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur de l'onduleur à Bus DC constant est de  $5\% \cdot V_C$ . En utilisant les relations (III-15) et (III-23), nous pouvons établir le ratio entre les valeurs de capacités donnée par :

$$r_C = \frac{C_{DC}}{C_{AC}} = 10 \cdot \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) = 3,6 \quad (III-24)$$

avec  $r_C$  : le rapport entre les valeurs de capacité

$C_{DC}$  : la capacité du condensateur de l'onduleur à Bus DC constant

$C_{AC}$  : la capacité du condensateur de l'onduleur à Bus DC variable

Nous constatons que la capacité du condensateur de l'onduleur à Bus DC constant sera beaucoup plus élevée. Nous pouvons dire que ce condensateur sera donc plus volumineux par rapport à celui de l'onduleur à large ondulation.

### III.2.2.4 Simulation temporelle

Une simulation de l'onduleur de tension à Bus DC variable est réalisée sous PSIM. Nous allons cette fois-ci prendre en compte la boucle de régulation du courant de sortie et la boucle de régulation de la tension du condensateur.

La structure de la commande de l'onduleur à Bus DC variable est présentée à la figure III.6.

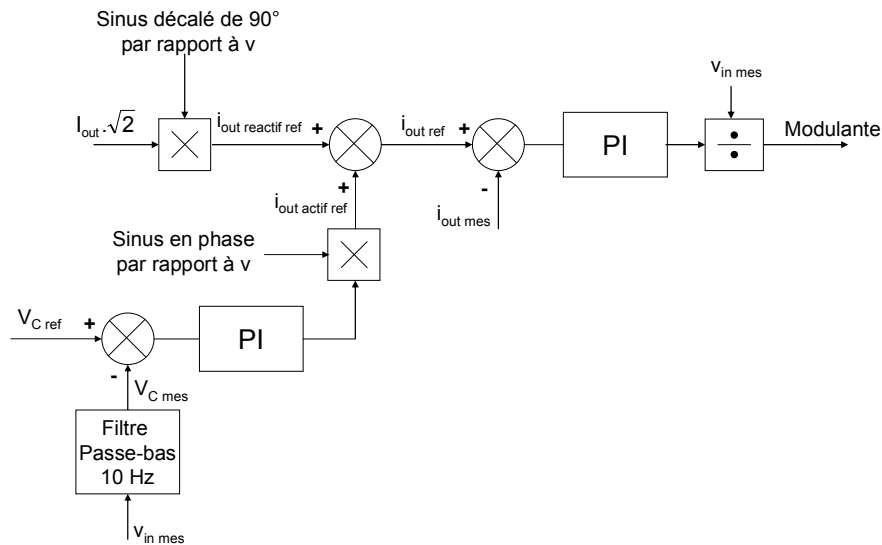


figure III.6 : Structure de la commande de l'onduleur à large ondulation

Le système est constitué de deux boucles de régulation imbriquées. Une boucle rapide permet le contrôle du courant de sortie. Une boucle lente permet la régulation de la valeur

moyenne de la tension aux bornes du condensateur. Cette boucle fournit une consigne de l'amplitude du courant actif. Le régulateur utilisé pour chaque boucle est de type Proportionnel Intégral.

Les formes d'ondes présentées à la figure III.7 sont relevées au point de fonctionnement nominal dans les conditions suivantes :

- profondeur de modulation maximale :  $m_a \max = 0,9$
- courant maximal commuté :  $I_{out} \cdot \sqrt{2} = 820 A$
- tension maximale de bus DC :  $v_{in \max} = 1800 V$
- fréquence de commutation :  $f_{dec} = 1 kHz$

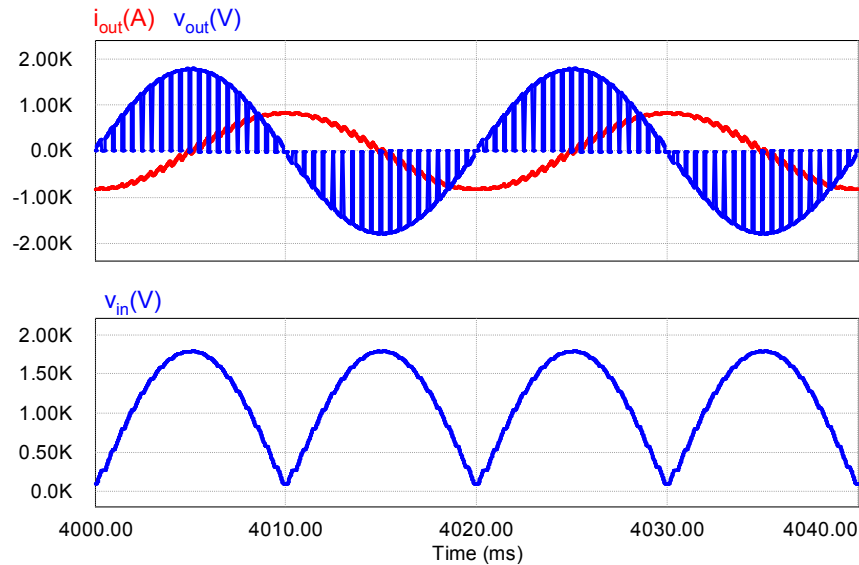


figure III.7 : Formes d'ondes de la tension en sortie de l'onduleur  $v_{out}(t)$ , du courant de sortie  $i_{out}(t)$  et de la tension aux bornes du condensateur  $v_{in}(t)$

Cette simulation nous montre que les hypothèses faites pour le calcul des pertes ne sont valables que pour le point de fonctionnement nominal (voir partie II.3.1.3).

### III.2.3 Compensateur à gradateurs abaisseur de tension

#### III.2.3.1 Structure du compensateur

La structure d'un compensateur de puissance réactive avec une topologie à base de gradateur MLI est présentée à la figure III.8.

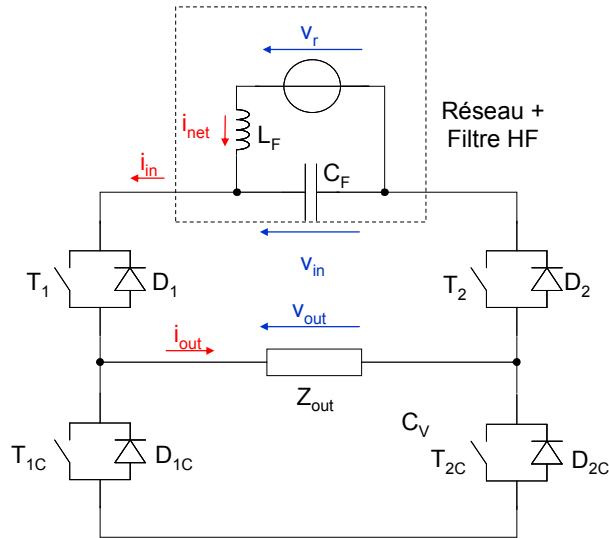


figure III.8 : Partie puissance d'un compensateur de puissance réactive avec une topologie à gradateur MLI

A partir du circuit de la figure III.8, les modèles à la fréquence fondamentale et haute fréquence d'un compensateur de puissance réactive avec une topologie à gradateur abaisseur de tension peuvent être établis conformément à la figure III.9 et à la figure III.10.

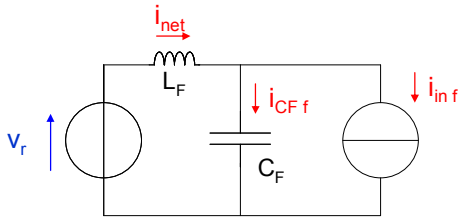


figure III.9 : Modèle à la fréquence fondamentale

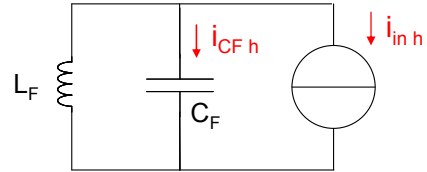


figure III.10 : Modèle haute fréquence

Ces modèles sont valables si l'impédance interne du réseau est négligeable devant  $L_F$ . Nous considérons que la chute de tension aux bornes de  $L_F$  est faible. Ainsi nous pouvons dire que la tension  $v_r$  est égale à la tension aux bornes de  $C_F$ .

En appliquant le théorème de superposition, nous pouvons déduire les expressions suivantes :

$$i_{in} = i_{inh} + i_{inf} \quad (III-25)$$

$$i_{net} = i_{inf} + i_{CF} \quad (III-26)$$

$$i_{CF} = i_{CFf} + i_{inh} \quad (III-27)$$

avec  $i_{inf}$ : la composante à la fréquence fondamentale du courant d'entrée du gradateur  
 $i_{inh}$ : la composante HF du courant d'entrée du gradateur  
 $i_{CFf}$ : le composante à la fréquence fondamentale du courant circulant dans  $C_F$

Le compensateur de puissance réactive est dimensionné pour 3 MVAR. Un seul gradateur abaisseur fournit une puissance réactive de 901 kVAR ce qui est insuffisant.

Vis-à-vis du condensateur de filtrage, les gradateurs en montage abaisseur de tension sont des sources de courant. Ils sont donc associés en parallèle et les commandes des cellules de commutation sont quant à elles entrelacées pour atteindre le niveau de puissance réactive voulu.

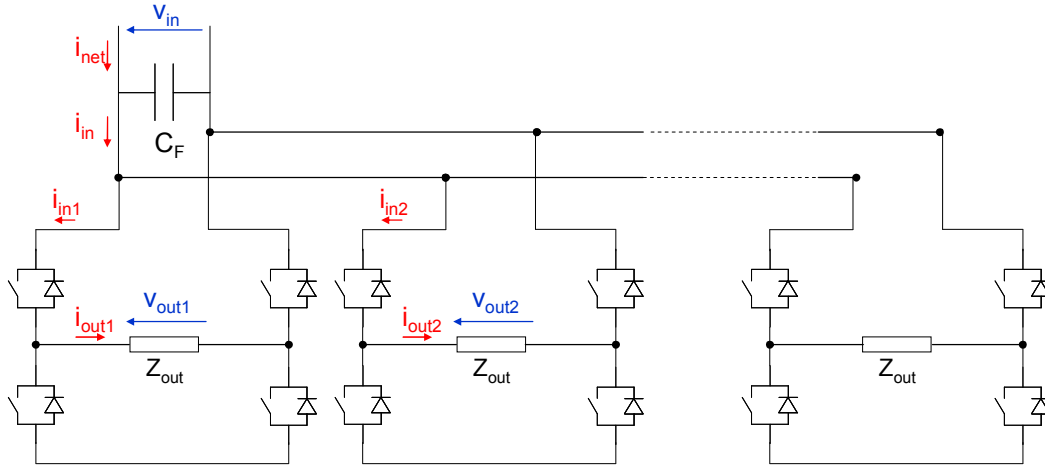


figure III.11 : Partie puissance d'un compensateur de puissance réactive avec N gradateurs MLI associés en parallèle

### III.2.3.2 Dimensionnement de l'impédance de sortie

Comme la tension de sortie est découpée (figure III.12), l'utilisation d'une impédance  $Z_{out}$  composée uniquement d'un condensateur  $C_V$  est impossible. En effet, pour éviter les surintensités pouvant occasionner la destruction du condensateur et des semi-conducteurs, l'association série d'une inductance  $L_V$  au condensateur  $C_V$  est obligatoire (figure III.13).

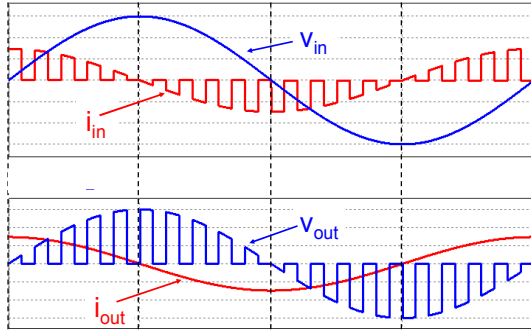


figure III.12 : Formes d'ondes des courants et des tensions de la structure de base du gradateur MLI pour  $\alpha=0,5$

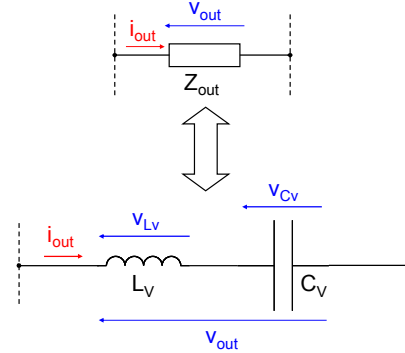


figure III.13 : Impédance de sortie pour la compensation de puissance réactive

Dans ce cas, le module de l'impédance de charge est donné par la relation suivante :

$$Z_{out} = \frac{1 - L_V \cdot C_V \cdot \omega_{net}^2}{C_V \cdot \omega_{net}} \quad (III-28)$$

Ainsi, la puissance réactive fournie par le gradateur MLI peut être exprimée par :

$$Q_{in} = V_{in}^2 \cdot \alpha^2 \cdot \frac{C_V \cdot \omega_{net}}{1 - L_V \cdot C_V \cdot \omega_{net}^2} \quad (III-29)$$

Les valeurs de la capacité et de l'inductance pour  $Z_{out}$  sont choisies pour que le circuit  $L_V$ - $C_V$  ait un comportement capacitif à la fréquence réseau  $f_{net}$  et un comportement inductif à la fréquence de commutation  $f_{dec}$ . Ainsi, sa fréquence de résonance  $f_r$ , exprimée par

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_V \cdot C_V}} \quad (\text{III-30})$$

doit être placée entre la fréquence réseau  $f_{net}$  et la fréquence de commutation  $f_{dec}$  (figure III.14).

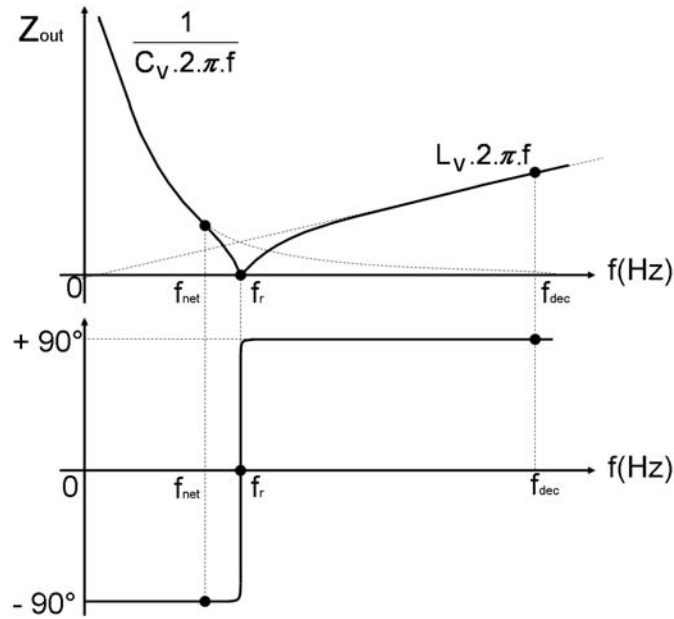


figure III.14 : Réponse fréquentielle de l'impédance de charge

L'autre critère de choix des éléments de  $Z_{out}$  est l'ondulation de courant dans le circuit de sortie (figure III.15).

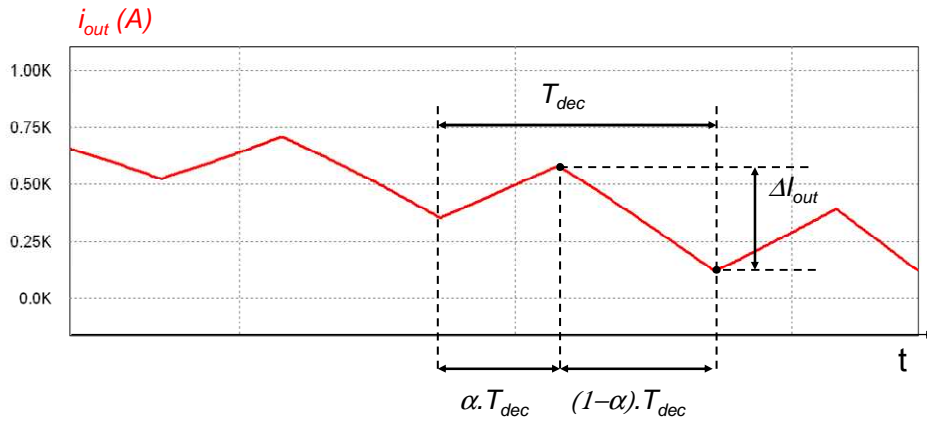


figure III.15 : Forme d'onde du courant de sortie à l'échelle de la période de découpage

La valeur efficace de la tension aux bornes du condensateur  $C_V$  est donnée par :

$$V_{C_V} = \alpha \cdot V_{in} \cdot \frac{1}{1 - L_V \cdot C_V \cdot \omega_{net}^2} \quad (\text{III-31})$$

Pendant la séquence de roue libre, la tension aux bornes de l'inductance  $L_V$ , est égale à  $v_{C_V}(t)$  qui est considérée comme constante. Alors, l'ondulation du courant de sortie peut être exprimée par :

$$\Delta I_{out} = \frac{v_{C_V}(t)}{L_V} \cdot (1 - \alpha) \cdot T_{dec} \quad (\text{III-32})$$

Donc l'expression de l'ondulation maximale du courant  $\Delta I_{out\ max}$  est obtenue à un rapport cycle  $\alpha=0,5$  et à la valeur crête de la tension d'entrée :

$$\Delta I_{out\ max} = \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{4 \cdot L_V \cdot f_{dec} \cdot (1 - L_V \cdot C_V \cdot \omega_{net}^2)} \quad (III-33)$$

Les valeurs efficaces de la tension d'entrée et du courant de sortie sont choisies en fonction des limites du semi-conducteur utilisé. Nous pouvons ainsi déterminer la puissance réactive  $Q_{in}$  fournie par le gradateur MLI. De plus en fixant l'ondulation maximale du courant  $\Delta I_{out\ max}$ , et à partir des expressions (I-12) et (III-33), nous pouvons aboutir aux valeurs de  $L_V$  et  $C_V$ .

### III.2.3.3 Dimensionnement du condensateur de filtrage d'entrée

Un critère pour le dimensionnement du condensateur  $C_F$  est l'ondulation de tension maximale  $\Delta V_{CF\ max}$  à l'échelle de la période de découpage ( $i_{net}$  sinusoïdal). Donc cette ondulation de tension est induite par le courant découpé généré par le gradateur. Ainsi le courant fourni au réseau  $i_{net}(t)$  est donné par :

$$i_{net}(t) = \alpha^2 \cdot \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{Z_{out}} \cdot \sin\left(\omega_{net} \cdot t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (III-34)$$

Durant les phases de roue libre, le courant circulant dans  $C_F$  est égal à  $i_{net}(t)$  qui est considéré comme constant. L'ondulation en tension peut être exprimée par :

$$\Delta V_{C_F} = \frac{i_{net}(t)}{C_F} \cdot (1 - \alpha) \cdot T_{dec} \quad (III-35)$$

$$\Delta V_{C_F\ max}(\alpha) = \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{Z_{out} \cdot C_F \cdot f_{dec}} \cdot \alpha^2 \cdot (1 - \alpha) \quad (III-36)$$

Son maximum est atteint pour  $\alpha=2/3$  :

$$\Delta V_{C_F\ max} = \frac{4}{27} \cdot \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{Z_{out} \cdot C_F \cdot f_{dec}} \quad (III-37)$$

Ainsi la capacité  $C_F$  peut être déterminée en fixant  $\Delta V_{CF\ max}$ .

Pour un compensateur statique composé de  $N$  gradateurs MLI, la fréquence apparente de l'ondulation du courant  $i_{in}$  est maintenant de  $N \cdot f_{dec}$ . L'ondulation de tension aux bornes du condensateur  $C_F$  est donc divisée par  $N$ .

$$\Delta V_{C_F\ max} = \frac{4}{27} \cdot \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{Z_{out} \cdot C_F \cdot N \cdot f_{dec}} \quad (III-38)$$

La puissance réactive totale maximale fournie au réseau électrique est ainsi donnée par :

$$Q_{tot} = N \cdot Q_{in} + Q_{C_F} \quad (III-39)$$

$$Q_{tot} = N \cdot \frac{V_{in}^2 \cdot \alpha_{max}^2 \cdot C_V \cdot \omega_{net}}{1 - L_V \cdot C_V \cdot \omega_{net}^2} + V_{in}^2 \cdot C_F \cdot \omega_{net} \quad (III-40)$$

Lorsque le nombre de gradateurs MLI associés est élevé, pour une même ondulation de tension aux bornes de  $C_F$ , la valeur de la capacité diminue.

### III.2.4 Compensateur à gradateurs abaisseur de tension à diviseur de tension actif

#### III.2.4.1 Structure du compensateur

Les impédances  $Z$  et  $Z_{out}$  doivent avoir un comportement capacitif à la fréquence fondamentale.  $Z$  est un condensateur et  $Z_{out}$  est un condensateur associé à une inductance. En se basant sur les hypothèses vues dans la partie III.2.3.1 (tension aux bornes du condensateur du filtre d'entrée égale à la tension  $v_i$ ), nous étudions la structure présentée à la figure III.16.

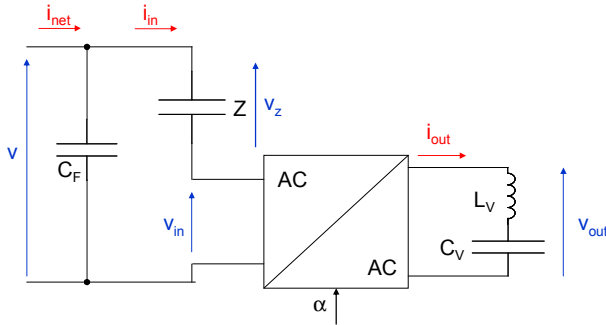


figure III.16 : Partie puissance d'un compensateur de puissance réactive avec une topologie à gradateur MLI à diviseur de tension actif considéré durant l'étude

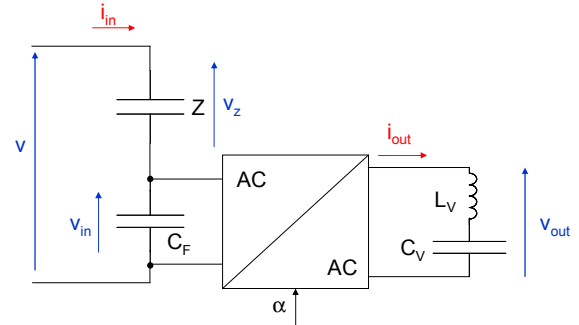


figure III.17 : Deuxième configuration de compensateur de puissance réactive avec une topologie à gradateur MLI à diviseur de tension actif

**Remarque :** Il existe deux possibilités de placer le condensateur de filtrage  $C_F$ . La première consiste à le mettre en amont du gradateur MLI à diviseur de tension actif (figure III.16). La deuxième consiste à placer le condensateur à l'entrée du gradateur MLI (figure III.17). Dans un souci de simplification, nous n'étudierons que la structure de la figure III.16. En effet, la variation de la valeur efficace de  $v_{in}$  en fonction du rapport cyclique pour la deuxième structure va rendre délicate le dimensionnement de  $C_F$ , en comparaison avec la première où la valeur efficace de  $v$  est constante.

Comme le compensateur de puissance réactive est dimensionné pour 3 MVAR, l'utilisation d'un seul gradateur n'est pas suffisante (970 kVAR de puissance fournie au maximum). Comme précédemment, il est nécessaire d'associer plusieurs gradateurs en parallèle pour atteindre une puissance réactive de 3 MVAR (figure III.18).



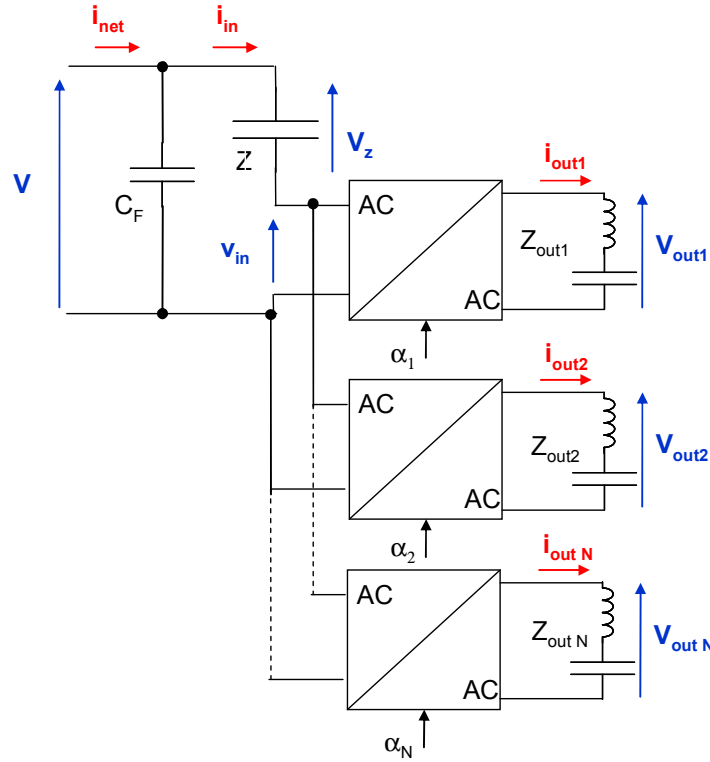


figure III.18 : Schéma de principe d'un compensateur de puissance réactive à base de gradateurs à diviseur de tension actif en montage abaisseur

avec

$$Z_{out1} = Z_{out2} = \dots = Z_{outN} = \frac{1 - L_V \cdot C_V \cdot \omega^2}{C_V \cdot \omega} \quad (\text{III-41})$$

Le rapport entre les impédances  $q$  est donné par :

$$q = \frac{Z}{Z_{out}} \quad (\text{III-42})$$

avec

$$Z_{out} = \frac{Z_{outN}}{N} \quad (\text{III-43})$$

Les valeurs de  $L_V$  et de  $C_V$  sont déterminées en utilisant les critères de dimensionnement développés dans la partie III.2.3.2.

### III.2.4.2 Dimensionnement du condensateur de filtrage

Comme pour le gradateur MLI abaisseur classique, le critère de dimensionnement de la capacité  $C_F$  (figure III.18) est l'ondulation de tension maximale  $\Delta V_{C_F \max}$  à ses bornes causée par la commutation des semi-conducteurs.

Le courant fourni au réseau  $i_{net}(t)$  est donné par :

$$i_{net}(t) = \frac{\alpha^2}{(q \cdot \alpha^2 + 1)} \cdot \frac{V \cdot \sqrt{2}}{Z_{out}} \cdot \sin\left(\omega_{net} \cdot t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{III-44})$$

Durant les phases de roue libre, le courant circulant dans  $C_F$  est égal à  $i_{net}(t)$  qui est considéré comme constant. Alors l'ondulation en tension peut être exprimée par :

$$\Delta V_{C_F} = \frac{i_{net}(t)}{C_F} (1 - \alpha) \cdot T_{dec} \quad (III-45)$$

$$\Delta V_{C_F max}(\alpha) = \frac{V \cdot \sqrt{2}}{Z_{out} \cdot C_F \cdot f_{dec}} \cdot \frac{\alpha^2 \cdot (1 - \alpha)}{(q \cdot \alpha^2 + 1)} \quad (III-46)$$

Son maximum est atteint à  $\alpha = 0,6$  pour un rapport  $q = 1$  :

$$\Delta V_{C_F max} = 0,1 \cdot \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{Z_{out} \cdot C_F \cdot f_{dec}} \quad (III-47)$$

Ainsi la capacité  $C_F$  peut être déterminée en fixant  $\Delta V_{C_F max}$ .

Pour un compensateur statique composé de  $N$  gradateurs MLI, la fréquence apparente de l'ondulation du courant  $i_{in}$  est maintenant de  $N \cdot f_{dec}$ . L'ondulation de tension aux bornes du condensateur  $C_F$  est donc divisée par  $N$ . Ainsi pour un rapport  $q = 1$ , l'ondulation de tension maximale est donnée par l'expression :

$$\Delta V_{C_F max} = 0,1 \cdot \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{Z_{out} \cdot C_F \cdot N \cdot f_{dec}} \quad (III-48)$$

Le condensateur  $C_F$  fournit de la puissance réactive en plus de celle produite par le gradateur MLI à diviseur de tension actif. Ainsi la puissance réactive totale maximale fournie par le compensateur statique (gradateur MLI + filtre d'entrée) est donnée par :

$$Q_{tot} = Q_{cvs} + Q_{C_F} \quad (III-49)$$

$$Q_{tot} = V \cdot I_{in} + V^2 \cdot C_F \cdot \omega_{net} \quad (III-50)$$

Nous constatons que plus le nombre de gradateurs MLI associés est élevé, plus la valeur de la capacité diminue. Ainsi la puissance réactive totale fournie par le dispositif est proche de celle délivrée par les gradateurs et l'impédance série.

### III.2.5 Compensateur à gradateurs élévateur de tension

La structure d'un compensateur de puissance réactive avec une topologie à base de gradateur élévateur de tension est présentée à la figure III.19. Dans notre cas, l'impédance  $Z_{out}$  est un condensateur.

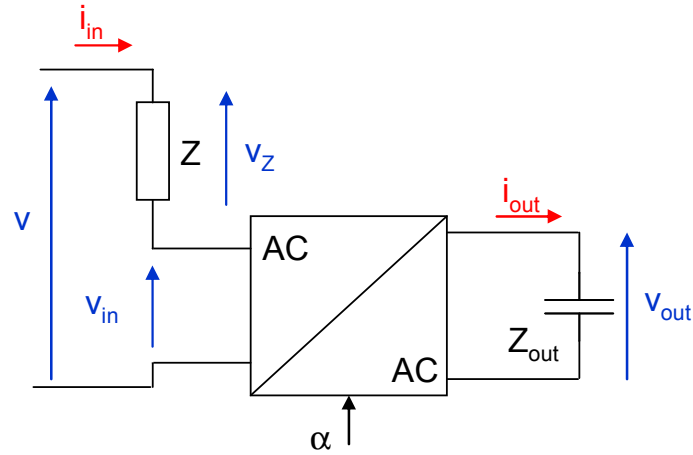


figure III.19 : Structure d'un compensateur de puissance réactive avec une topologie à gradateur élévateur à diviseur de tension actif

Comme la tension d'entrée  $v_{in}$  est découpée (figure III.20), l'utilisation d'une impédance  $Z$  composée uniquement d'un condensateur est impossible. En effet, pour éviter les surintensités pouvant occasionner la destruction du condensateur et des semi-conducteurs, l'association série d'une inductance  $L$  au condensateur  $C$  est obligatoire (figure III.21).

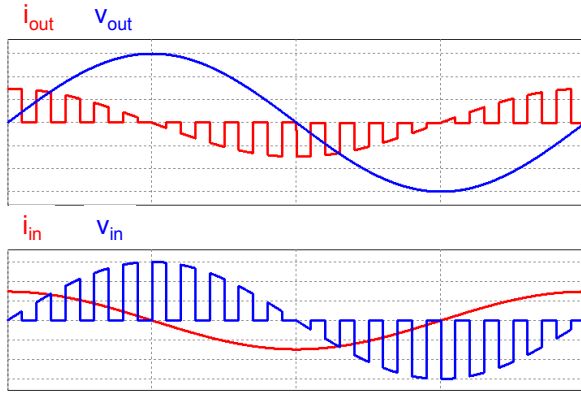


figure III.20 : Formes d'ondes des courants et des tensions d'un gradateur MLI fonctionnant en élévateur de tension pour  $\alpha=0,5$

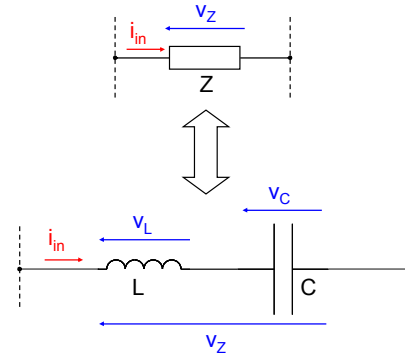


figure III.21 : Impédance d'entrée  $Z$  du gradateur élévateur

L'impédance  $Z$  est utilisé comme élément de filtrage de la tension  $v_{in}$ , sa fréquence de coupure est ainsi donnée par :

$$f_{rZ} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}} = \frac{1}{10} \cdot (f_{dec} - f_{net}) \quad (III-51)$$

De même en fixant un rapport  $q$  à partir duquel est déduit le module de  $Z$  à la fréquence réseau  $f_{net}$ , nous obtenons les valeurs de l'inductance  $L$  et du condensateur  $C$ .

$$Z = \frac{1 - L.C.\omega_{net}^2}{C.\omega_{net}} \quad (III-52)$$

Comme le compensateur de puissance réactive est dimensionné pour 3 MVAR, l'utilisation d'un seul gradateur pour construire le dispositif est insuffisant (1054 kVAR de puissance fournie au maximum).

Les gradateurs en montage élévateur sont des sources de tension. Une mise en série des convertisseurs avec les commandes entrelacées des cellules de commutation est donc requise pour obtenir le niveau de puissance réactive souhaité (figure III.22).

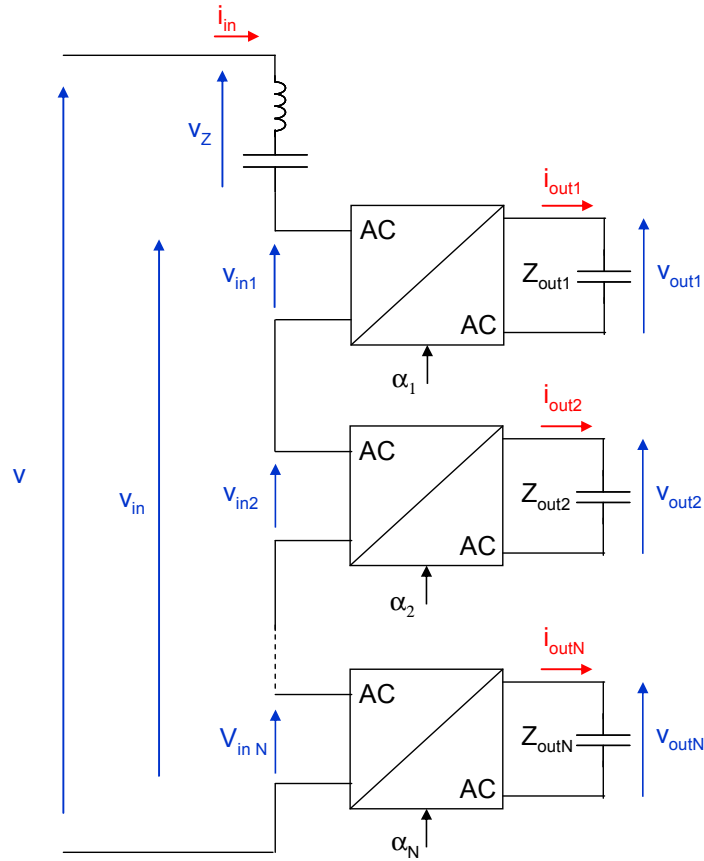


figure III.22 : Schéma de principe d'un compensateur de puissance réactive avec  $N$  gradateurs MLI associés en série

avec

$$Z_{out1} = Z_{out2} = \dots = Z_{outN} \quad (\text{III-53})$$

Le rapport entre les impédances  $q$  est donné par :

$$q = \frac{Z}{Z_{out}} \quad (\text{III-54})$$

avec

$$Z_{out} = N Z_{outN} \quad (\text{III-55})$$

Pour un compensateur statique composé de  $N$  gradateurs MLI, la fréquence apparente de l'ondulation de la tension  $v_{in}$  est maintenant de  $N.f_{dec}$ . Ainsi en fixant le rapport  $q$  à partir duquel est déduit le module de  $Z$  à la fréquence réseau  $f_{net}$  et la fréquence de coupure de l'impédance  $Z$  à  $\frac{1}{10}(N.f_{dec} - f_{net})$ , les valeurs de  $L$  et de  $C$  peuvent être déterminées.

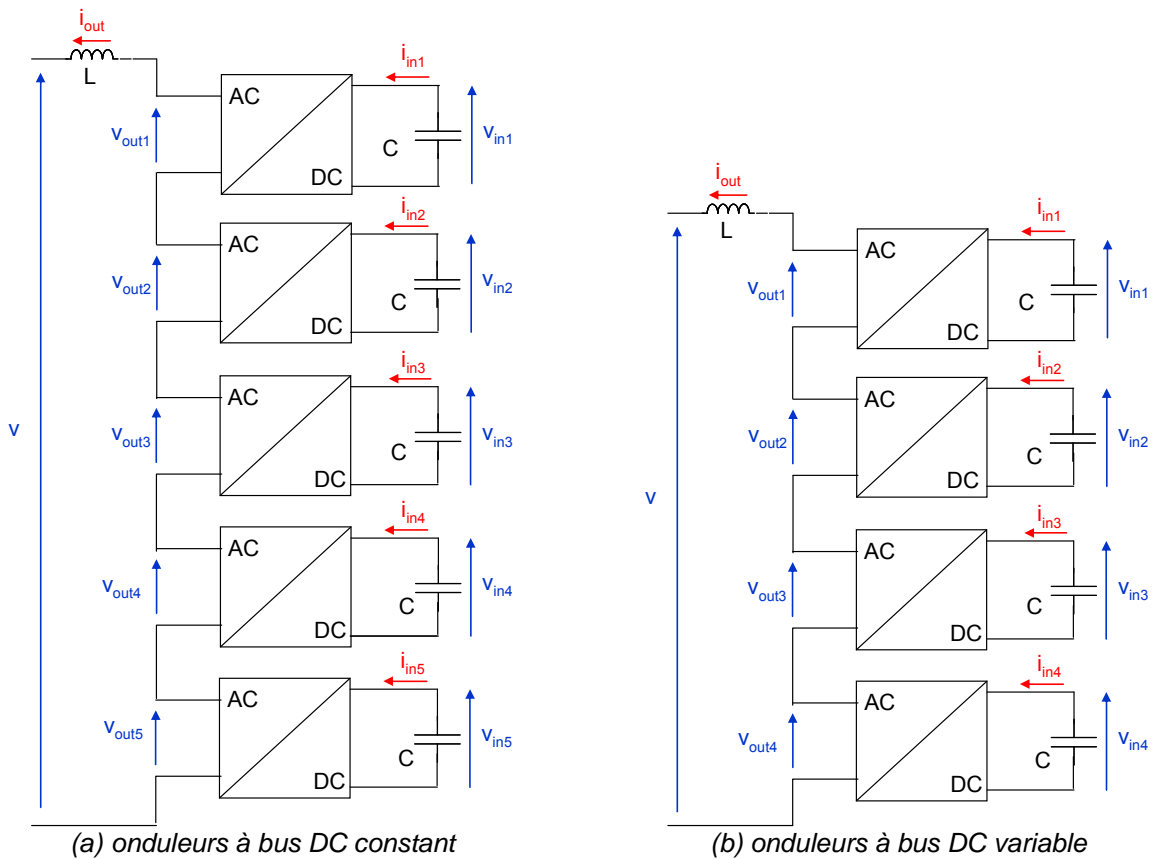
### III.3 Etude comparative de compensateurs de 3 MVAR

Le compensateur de puissance réactive à installer à la sous-station de Revest doit pouvoir fournir une plage de variation de puissance réactive de 3 MVAR. Le bilan des pertes dans les semi-conducteurs et le bilan énergétique des éléments réactifs sont présentés dans cette partie. Le type de semi-conducteur choisi est le module à IGBT 3,3 kV / 1,5 kA.

Comme nous l'avons vu dans la partie précédente une association série ou parallèle de convertisseur doit être réalisée pour atteindre le niveau de puissance réactive requis quel que soit le compensateur considéré.

Le courant maximal commuté par les transistors et les diodes est inférieur aux valeurs reportées dans le tableau II-3. Le nombre de convertisseurs à associer est fixé pour que la limite thermique ne soit pas atteinte.

Les structures des différents dispositifs de compensation avec leurs éléments réactifs sont présentées à la figure III.23.



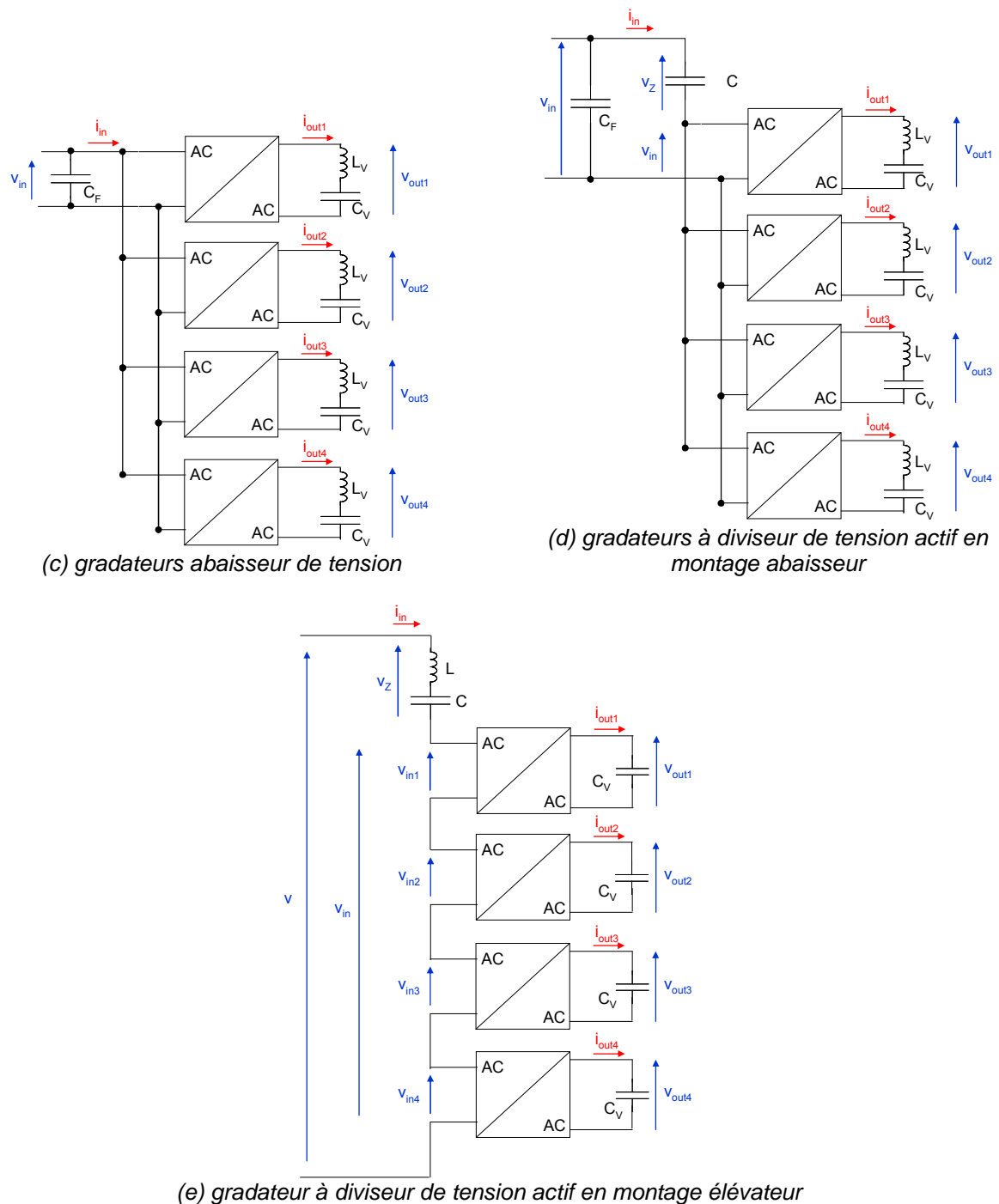


figure III.23 : Structures de compensateurs de puissance réactive de 3 MVAR

Le bilan des pertes pour différents dispositifs de compensation de 3 MVAR est reporté dans le tableau suivant :

IGBT 3,3 kV / 1,5 kA	Onduleur à bus DC constant	Onduleur à bus DC variable	Gradateur abaisseur de tension	Gradateur abaisseur à diviseur de tension actif	Gradateur élévateur à diviseur de tension actif
Courant maximal (A)	749	943	880	882	880
Tension maximale (V)	1800	1800	1800	1800	1800
Nombre de convertisseur associé	5	4	4	4	4
Pertes totales dans le compensateur de 3MVAR (kW)	36	23	15	12	12

tableau III-1 : Bilan des pertes pour différentes structures de compensateur de puissance réactive de 3 MVAR

Nous constatons qu'il faut quatre briques élémentaires pour construire les compensateurs à base d'onduleurs à bus DC variable et à base de gradateurs MLI alors qu'il en faut une de plus pour un dispositif à onduleurs à bus DC constant. Comme dans le cas où l'étude est réalisée à leur limite thermique de fonctionnement, les structures les plus avantageuses sont les compensateurs à base de gradateurs MLI en termes de pertes dans les semi-conducteurs.

En déterminant les valeurs des éléments réactifs et à partir des expressions établies la partie III.2, le bilan énergétique peut être effectué. Les résultats sont reportés dans le tableau suivant :

		Onduleur à bus DC constant	Onduleur à bus DC variable	Gradateur MLI	Gradateur MLI à diviseur de tension actif	Gradateur MLI élévateur
Éléments inductifs	$I_{L \text{ crete (A)}}$	749	943			880
	$L (\mu H)$	400	398			937
	$E_{L \text{ max (J)}}$	112	177			363
	$N$			4	4	
	$I_{LV \text{ crete (A)}}$			880	882	
	$L_V (mH)$			7,60	3,71	
	$E_{LV \text{ max (J)}}$			2940	1441	
	$E_{L \text{ max tot (J)}}$	112	177	11759	5763	363
Éléments capacitifs	$V_{CF \text{ crete (V)}}$			1800	1800	
	$C_F (\mu F)$			381	519	
	$E_{CF \text{ max (J)}}$			617	841	
	$V_C \text{ crete (V)}$				817	15902
	$C (\mu F)$				13060	173
	$E_{C \text{ max (J)}}$				4354	22624
	$N$	5	4	4	4	4
	$V_{CV \text{ crete (V)}}$	1800	1800	3810	1961	1800
	$C_V (\mu F)$	11928	2065	735	1431	845
	$E_{CV \text{ max (J)}}$	19323	3346	5334	2752	1369
	$E_{C \text{ max tot (J)}}$	96617	13383	21952	16202	28101

tableau III-2 : Bilan énergétique pour différentes configurations de compensateur statique doté d'IGBT 3,3kV / 1,5 kA

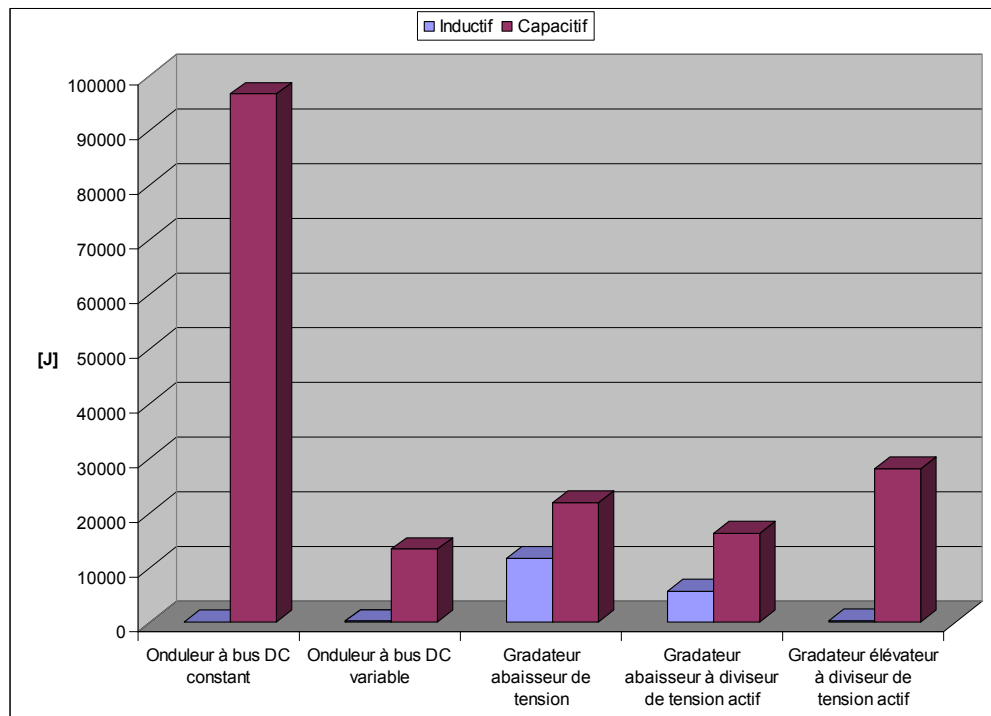


figure III.24 : Bilan énergétique pour différentes configurations de compensateur statique doté d'IGBT 3,3kV / 1,5 kA

D'après le tableau III-2, nous constatons que les structures les moins intéressantes en termes énergie maximale stockée par leurs éléments inductifs sont les compensateurs à gradateurs MLI abaisseur de tension. Cela est dû au fait que leurs inductances de sortie  $L_v$  sont dimensionnées pour une fréquence égale à la fréquence de découpage (1000 Hz).

Concernant le bilan de l'énergie maximale stockée par les éléments capacitifs, la structure la moins intéressante est celle de l'onduleur à Bus DC constant à cause des valeurs élevées des condensateurs des bus DC.

## III.4 Conclusion

A partir des calculs des pertes et des énergies maximales stockées par les éléments réactifs nous voyons qu'une structure à base d'onduleurs à bus DC variable offre le meilleur bilan énergétique tandis les dispositifs à gradateurs abaisseur et à diviseur de tension actif offrent un bon compromis entre l'énergie maximale stockée par les éléments réactifs et les pertes.

Néanmoins à partir de l'étude énergétique menée, il est difficile d'estimer le coût des éléments réactifs. Le gradateur MLI élévateur de tension doit utiliser un condensateur de sortie spécifique acceptant une tension alternative et un courant découpé.

Nous considérons que les pertes dans les semi-conducteurs sont le principal critère de choix. La suite de notre étude se portera donc sur les dispositifs à base de gradateurs MLI.

Les dispositifs de compensation étudiés dans ce chapitre présentent l'inconvénient de nécessiter un transformateur abaisseur pour leur connexion à la sous-station. Dans la suite de l'étude, une réflexion doit donc être menée afin d'aboutir à une structure fonctionnant sans transformateur tout en ayant un nombre acceptable de convertisseurs.



# Chapitre IV

## Insertion d'un Compensateur de puissance réactive de 3 MVAR à Grateurs MLI dans le réseau ferré 25 kV / 50 Hz

<b>IV.1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>86</b>
<b>IV.2</b>	<b>Relevés effectués à la sous-station de Revest .....</b>	<b>86</b>
IV.2.1	Conditions de relevé .....	86
IV.2.2	Analyse des relevés .....	87
IV.2.2.1	Analyse du courant délivré par la sous-station.....	88
IV.2.2.2	Analyse de la tension caténaire et bilan de puissance .....	92
IV.2.3	Conclusion .....	96
<b>IV.3</b>	<b>Etude de l'insertion d'un compensateur de puissance réactive de 3 MVAR à base de grateurs abaisseurs .....</b>	<b>97</b>
IV.3.1	Structure du compensateur de 3 MVAR .....	97
IV.3.2	Modèle équivalent du compensateur de 3 MVAR.....	98
IV.3.3	Dimensionnement du compensateur à grateurs abaisseurs .....	99
IV.3.4	Etude de la réponse fréquentielle .....	102
IV.3.4.1	Réponse fréquentielle du compensateur seul .....	102
IV.3.4.2	Réponse fréquentielle de la sous-station .....	105
IV.3.5	Simulation temporelle.....	107
IV.3.6	Conclusion .....	109
<b>IV.4</b>	<b>Etude de l'insertion d'un compensateur de 3 MVAR à base de grateurs éleveurs .....</b>	<b>110</b>
IV.4.1	Structure du compensateur de puissance réactive de 3MVAR à grateurs éleveurs de tension .....	110
IV.4.2	Modèle équivalent du compensateur variable .....	111
IV.4.3	Dimensionnement du dispositif.....	112
IV.4.4	Etude de la réponse fréquentielle .....	116
IV.4.5	Simulation temporelle.....	117
<b>IV.5</b>	<b>Comparaison des solutions à grateur abaisseur et à grateur éleveur .....</b>	<b>120</b>
<b>IV.6</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>122</b>

## IV.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons montré que, par rapport aux dispositifs à onduleurs de tension, les structures à base de gradateurs MLI présentent un bon compromis entre les pertes dans les semi-conducteurs et l'énergie stockée dans les éléments réactifs. Cette étude a été réalisée en considérant le réseau comme une source de tension idéale.

Ce chapitre concerne la mise en œuvre de compensateurs de 3 MVAR à base de gradateurs MLI dans la sous-station de Revest avec la prise en compte des interactions harmoniques avec les engins de traction. Les topologies considérées sont le gradateur MLI abaisseur de tension et le gradateur MLI élévateur de tension.

Dans un premier temps, un relevé du courant fourni par la sous-station est réalisé dans le but de quantifier les harmoniques générés par les trains. Une étude fréquentielle du réseau ferré avec le modèle moyen du compensateur est ensuite effectuée. Les formes d'ondes réelles du courant et de la tension caténaire sont intégrées aux simulations temporelles de l'ensemble. Ce travail permet ainsi d'affiner le dimensionnement du compensateur et des éléments réactifs associés afin d'éviter des interactions néfastes avec le circuit de traction.

## IV.2 Relevés effectués à la sous-station de Revest

### IV.2.1 Conditions de relevé

Nous avons mesuré le courant fourni par la sous-station ainsi que la tension caténaire. Les enregistrements ont débuté le 12 novembre 2008 à 16 h 00 et ont pris fin le 13 novembre 2008 à 10 h 00. La figure IV.1 présente le schéma de la sous-station. Le relevé de courant est effectué au point froid du secondaire du transformateur. La tension est mesurée directement entre la caténaire et le rail. Durant les enregistrements, la batterie fixe de 5,5 MVAR était défaillante et n'était pas connectée.

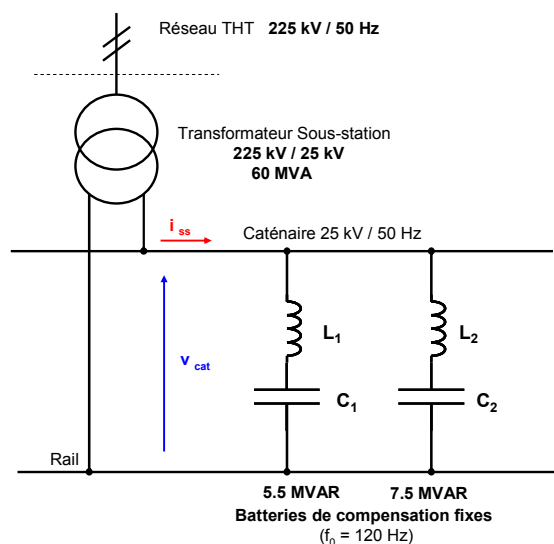


figure IV.1 : Schéma de la sous-station de Revest avec les points de mesure

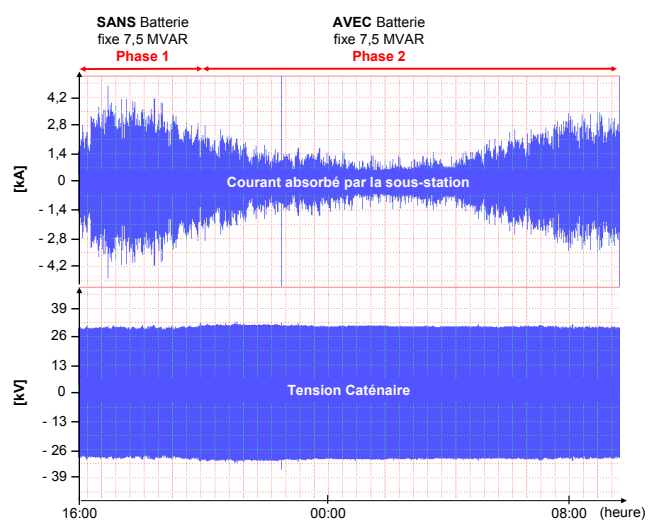


figure IV.2 : Relevés du courant délivré par la sous-station et de la tension caténaire

L'acquisition des données a été réalisée par l'intermédiaire d'un enregistreur DATAQ DI-730 à 8 voies. Les enregistrements en temps réel de la tension et du courant ont été effectués

avec une fréquence d'échantillonnage de 5 kHz. Les formes d'ondes du courant et de la tension caténaire sont présentées à la figure IV.2.

Deux phases doivent être distinguées :

- *Phase 1* : Mesures effectuées sans la batterie de compensation fixe 7,5 MVAR de 16 h 00 à 20 h 00
- *Phase 2* : Mesures effectuées avec la batterie de compensation fixe 7,5 MVAR de 20 h 00 à 10 h 00

En observant le relevé, nous pouvons déjà distinguer les périodes de fort trafic de 17 h 00 à 19 h 00 et à partir de 7 h 00 pendant lesquelles le courant est élevé.

## IV.2.2 Analyse des relevés

L'enregistrement de la tension et du courant durant 18 h représente 10 Go de données. Un programme développé sous Matlab a été mis en œuvre afin d'en faciliter le traitement. Il permet de ne pas atteindre la capacité de mémoire maximale de la machine, de faire des sauvegardes régulières des données et de faciliter leur exploitation postérieure. L'organigramme de la figure IV.3 décrit la routine mise en œuvre sous Matlab.

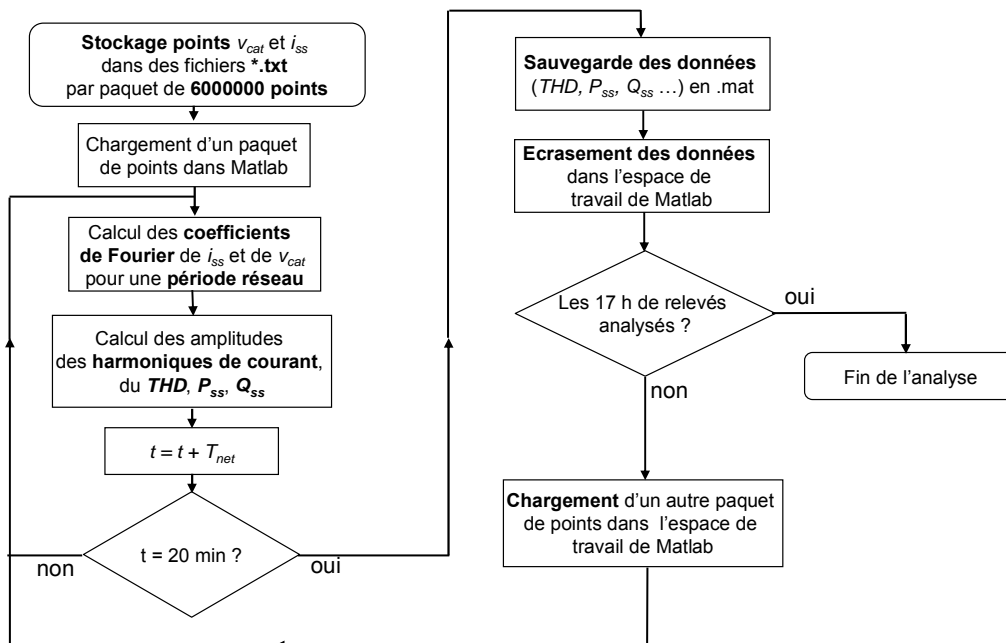


figure IV.3 : Organigramme du programme d'analyse des relevés développé sous Matlab

Tout d'abord les relevés de  $v_{cat}$  et  $i_{ss}$  sont divisés par paquet de 6000000 points, ce qui correspond à 20 minutes d'enregistrement par voie.

Après le chargement des points dans l'espace de travail de Matlab, les calculs des amplitudes des harmoniques du courant, du taux de distorsion harmonique et le bilan de puissance sont effectués à chaque période réseau. Les calculs de ces grandeurs sont détaillés dans les paragraphes suivants.

Lorsque les 20 minutes d'enregistrements sont traitées, une sauvegarde sur le disque dur des grandeurs calculées est effectuée. Lorsqu'elle prend fin, les données stockées dans

l'espace de travail de Matlab sont effacées et remplacées par un autre paquet de points. Le même processus est ensuite reproduit.

#### IV.2.2.1 Analyse du courant délivré par la sous-station

Une analyse spectrale du courant  $i_{ss}$  est réalisée. Sa décomposition en série de Fourier est donnée par l'expression suivante :

$$i_{ss}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_i(n) \cdot \cos(2\pi \cdot n \cdot \omega_{net} \cdot t) + b_i(n) \cdot \sin(2\pi \cdot n \cdot \omega_{net} \cdot t)] \quad (IV-1)$$

avec  $a_i, b_i$  : coefficients de Fourier  
 $n$  : rang des harmoniques du courant

Un algorithme de la transformée de Fourier discrète est utilisé pour calculer les coefficients  $a_i$  et  $b_i$  à chaque période réseau. Ainsi l'amplitude des harmoniques du courant a pour expression :

$$\hat{I}_{ss}(n) = \sqrt{a_i(n)^2 + b_i(n)^2} \quad (IV-2)$$

L'amplitude des harmoniques du courant (rang impair de 1 à 11) calculée sur 18 heures est présentée à la figure IV.4.

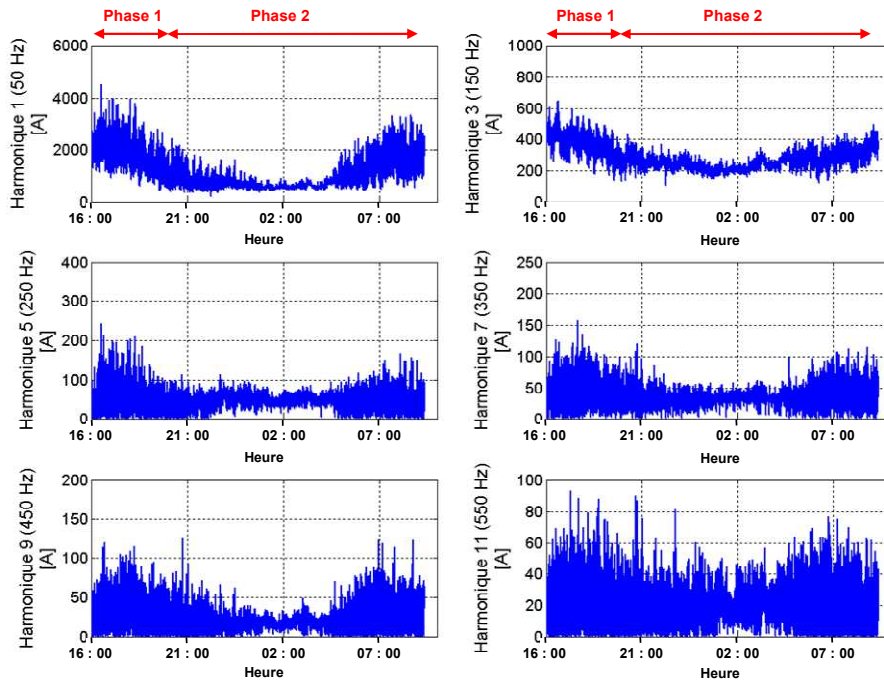


figure IV.4 : Amplitude des harmoniques de rang impair du courant en fonction du temps

L'amplitude des harmoniques du courant (rang pair de 2 à 12) calculée sur 18 heures est présentée à la figure IV.5

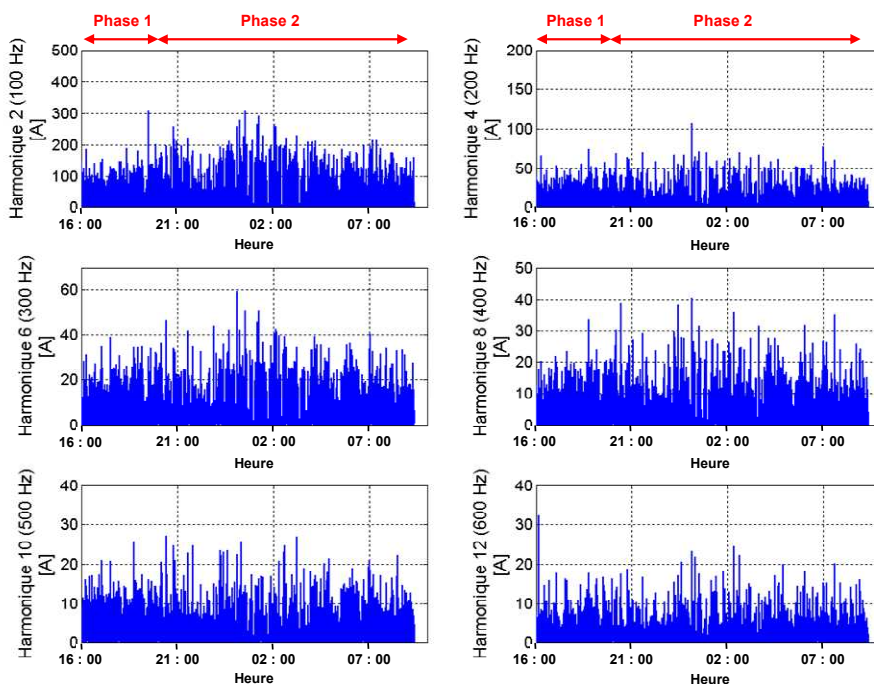


figure IV.5 : Amplitude des harmoniques de rang pair du courant en fonction du temps

Sur la figure IV.4, les amplitudes des harmoniques de courant de rang impair sont les plus élevées en fin de l'après-midi (entre 16 h 00 et 17 h 00) et le matin (entre 07 h 00 et 10 h 00). Ces périodes correspondent aux heures de pointe du trafic. En observant la figure IV.5, nous constatons que le courant délivré par la sous-station contient des harmoniques de rang pair. Globalement, ils apparaissent de façon régulière durant la phase de relevé. [TAN-99] [MOR-83]

La sous-station de Revest est toujours chargée et elle délivre des harmoniques de courant d'amplitude assez élevée y compris en période creuse. Cela est dû au fait que des engins de traction circulent en permanence étant donné que la sous-station alimente un centre d'essai de la SNCF où des locomotives restent toujours sous tension.

La figure IV.6 nous montre que le courant fourni par la sous-station est distordu. Cette forme d'onde est caractéristique du courant consommé par des locomotives équipées de redresseurs à thyristors. [CAS-83]

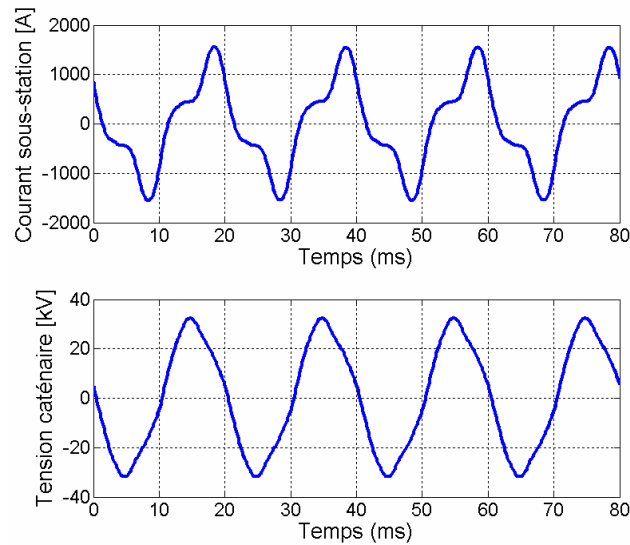


figure IV.6 : Formes d'ondes du courant fourni par la sous-station et de la tension caténaire  
(Amplitude de l'harmonique de rang 3 du courant maximale)

Avec une dissymétrie de sa forme d'onde, le courant délivré par la sous-station contient des harmoniques de rang pair comme nous pouvons le voir sur la figure IV.7. Cela se produit de manière transitoire et correspond au démarrage d'un train dans une des sections alimentées par la sous-station.

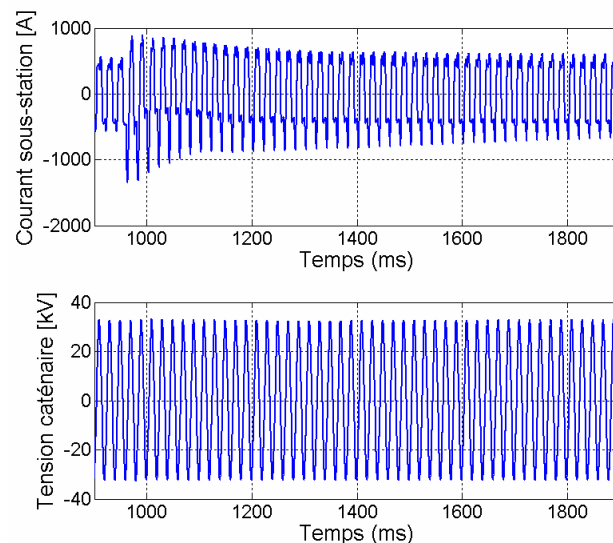
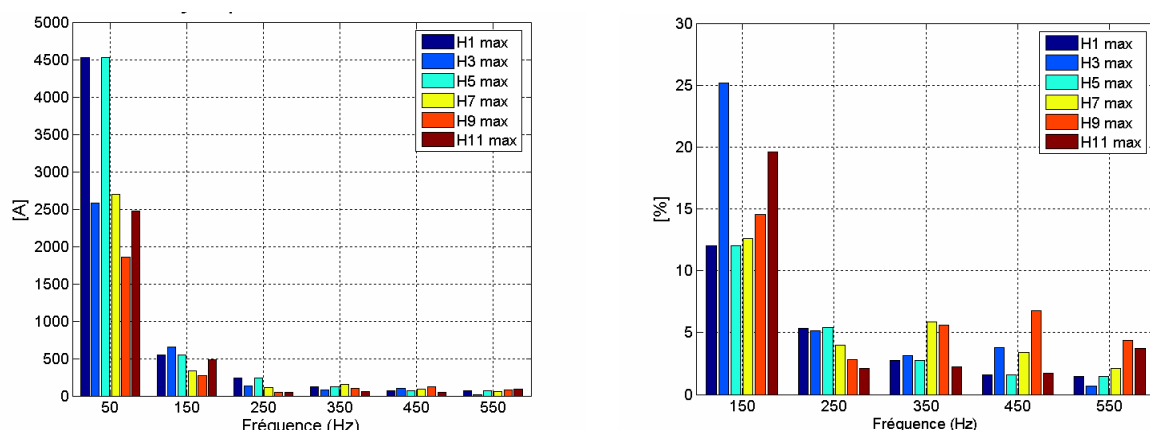


figure IV.7 : Formes d'ondes du courant délivré par la sous-station et de la tension caténaire

Un bilan des harmoniques de rang impair est présenté à la figure IV.8. L'analyse spectrale du courant est effectuée pour les cas où l'amplitude de chaque harmonique est maximale. Les différents cas extrêmes sont relevés pendant les heures de pointe et lorsque le compensateur fixe de 7,5 MVAR est déconnecté. Nous constatons que les valeurs crêtes des harmoniques pendant les phases critiques sont très élevées (649 A pour le rang 3 et 243 A pour le rang 5).



(a) Valeur crête des composantes harmoniques

(b) Valeur relative par rapport au fondamental

figure IV.8 : Bilan de l'analyse des harmoniques de rang impair pour les cas extrêmes

Les amplitudes maximales des composantes harmoniques sont reportées dans le tableau IV-1.

Harmonique 1 (50 Hz)	4522
Harmonique 3 (150 Hz)	649
Harmonique 5 (250 Hz)	243
Harmonique 7 (350 Hz)	157
Harmonique 9 (450 Hz)	127
Harmonique 11 (550 Hz)	92

Harmonique 2 (100 Hz)	302
Harmonique 4 (200 Hz)	110
Harmonique 6 (300 Hz)	59
Harmonique 8 (400 Hz)	41
Harmonique 10 (500 Hz)	27
Harmonique 12 (600 Hz)	32

tableau IV-1 : Bilan des amplitudes des harmoniques de courant délivré par la sous-station

Le taux de distorsion harmonique (THD) du courant, calculé à chaque période réseau, est donné par :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{12} \hat{I}_{ss}^2(n)}}{\hat{I}_{ss}(1)} \quad (IV-3)$$

La figure IV.9 montre que le THD du courant peut atteindre une valeur de 65 %. Néanmoins le niveau le plus bas du THD est relevé pendant les heures de pointe à cause d'une importante composante fondamentale du courant.

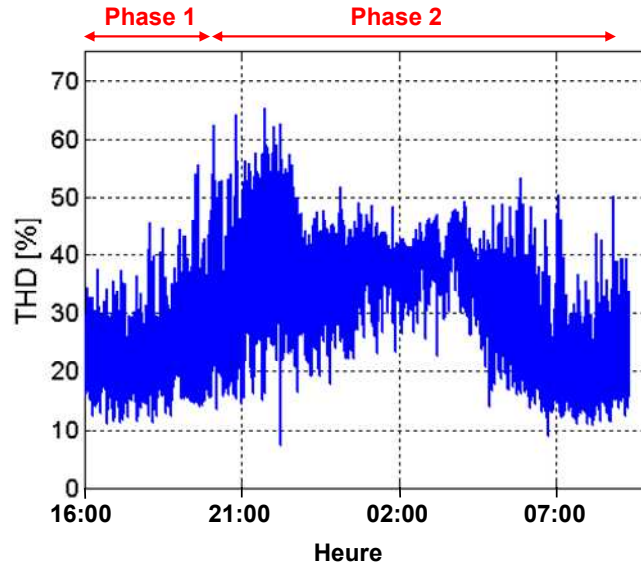


figure IV.9 : Taux de distorsion du courant fourni par la sous-station

#### IV.2.2.2 Analyse de la tension caténaire et bilan de puissance

La composante fondamentale de la tension caténaire est utilisée pour le bilan de puissance [HOS-07]. Elle peut s'exprimer de la façon suivante :

$$v_{cat1}(t) = a_v(1) \cdot \cos(2\pi \cdot \omega_{net} \cdot t) + b_v(1) \cdot \sin(2\pi \cdot \omega_{net} \cdot t) \quad (IV-4)$$

avec  $a_v$ ,  $b_v$  : coefficients de Fourier de la tension caténaire

Un algorithme de la transformée de Fourier discrète est utilisé pour calculer les coefficients  $a_v(1)$  et  $b_v(1)$  à chaque période réseau. Ainsi la valeur efficace de la composante fondamentale a pour expression :

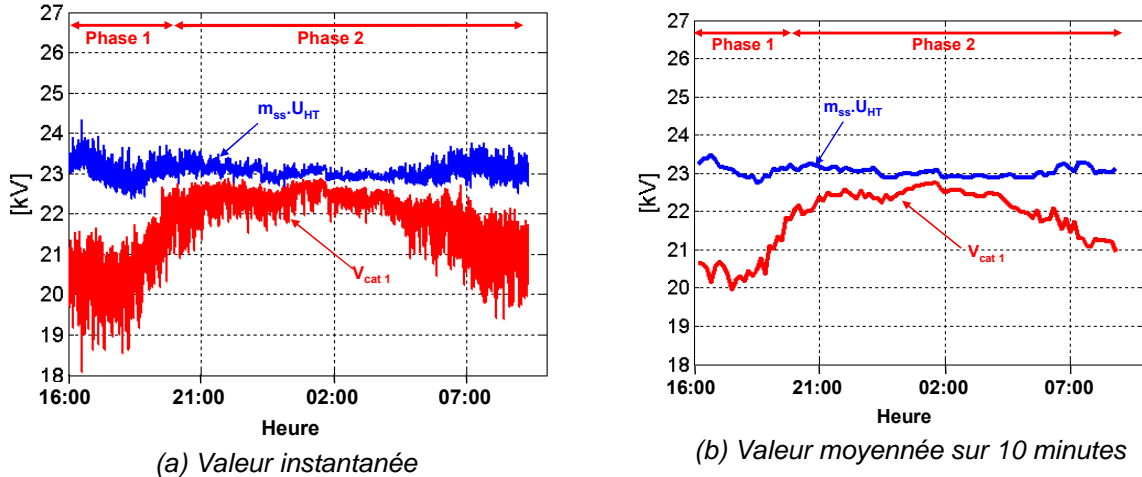
$$V_{cat1} = \sqrt{\frac{a_v^2(1) + b_v^2(1)}{2}} \quad (IV-5)$$

Nous pouvons déterminer la valeur efficace de la tension fournie au poste de livraison à partir de la relation complexe suivante :

$$m_{ss} \cdot \underline{U}_{HT} = j \cdot X_{ss} \cdot \underline{I}_{ss} + R_{ss} \cdot \underline{I}_{ss} + \underline{V}_{cat} \quad (IV-6)$$

Les valeurs efficaces des tensions  $v_{cat1}$  et  $m_{ss} \cdot u_{HT}$  calculées sur 18 heures sont présentées à la figure IV.10.





(a) Valeur instantanée

(b) Valeur moyennée sur 10 minutes

figure IV.10 : Reconstitution des valeurs efficaces de la tension caténaire et de l'image de la tension au primaire du transformateur

Nous constatons que la valeur efficace de la tension caténaire varie entre 19 kV et 22,8 kV. Elle est basse pendant les heures de fort trafic, en fin d'après-midi (entre 16 h 00 et 19 h 00) et le matin (entre 07 h 00 et la fin de l'enregistrement). Nous pouvons voir aussi l'influence de la connexion du compensateur fixe 7,5 MVAR. En effet, en comparant les deux périodes de forte consommation, nous observons une augmentation de  $V_{cat}$  de 500 V environ. Concernant la valeur efficace de l'image de la tension au primaire du transformateur, elle reste presque constante mais elle est relativement basse (23 kV). Nous sommes très loin de la valeur habituelle de 27,5 kV. Nous pouvons dire que les relevés ont été effectués sous des conditions particulières. En effet, ils ont été réalisés au mois de novembre qui correspond au début de la période de forte consommation en énergie électrique sur le réseau de transport d'électricité (RTE) ; ce qui peut expliquer ce niveau de tension relativement bas.

Comme nous avons les valeurs efficaces des composantes fondamentales de  $v_{cat}$  et de  $i_{ss}$ , nous pouvons calculer les puissances active et réactive délivrées par la sous-station avec et sans la batterie de compensation fixe 7,5 MVAR. Leurs expressions respectives sont données par :

$$P = V_{cat1} \cdot I_{ss}(1) \cdot \cos(\varphi_1) \quad (IV-7)$$

$$Q = V_{cat1} \cdot I_{ss}(1) \cdot \sin(\varphi_1) \quad (IV-8)$$

avec  $\varphi_1$  : le déphasage entre les composantes fondamentales de  $v_{cat}$  et  $i_{ss}$  dont l'expression est donnée par :

$$\varphi_1 = \arctan\left(\frac{b_v(1)}{a_v(1)}\right) - \arctan\left(\frac{b_i(1)}{a_i(1)}\right) \quad (IV-9)$$

Ainsi les expressions des puissances active et réactive relevées au poste de comptage sont données par :

$$P_{ss} = R_{ss} \cdot I_{ss}^2(1) + P \quad (IV-10)$$

$$Q_{ss} = X_{ss} \cdot I_{ss}^2(1) + Q \quad (IV-11)$$

Les puissances  $P_{ss}$  et  $Q_{ss}$  calculées sur 18 heures sont présentées à la figure IV.11. Nous pouvons constater que les valeurs instantanées des puissances peuvent être très élevées (50 MW pour  $P_{ss}$  et 60 MVAR pour  $Q_{ss}$ ). Les périodes de forte consommation sont relevées en fin d'après-midi et le matin. Nous observons qu'il y a une consommation de puissance active pendant la nuit avec une valeur moyennée sur 10 minutes qui peut atteindre 9 MW. Néanmoins la puissance réactive est relativement faible.

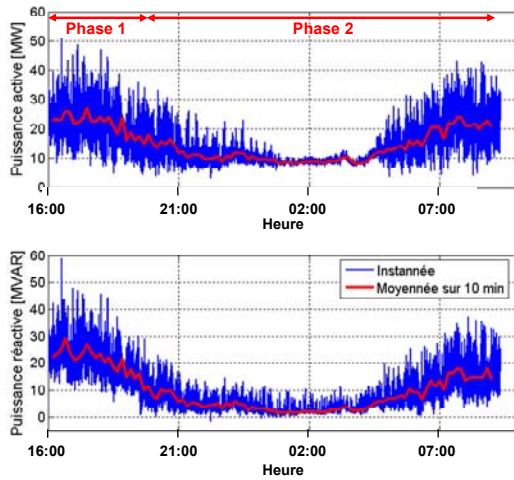


figure IV.11 : Reconstitution des puissances actives et réactives délivrées par la sous-station

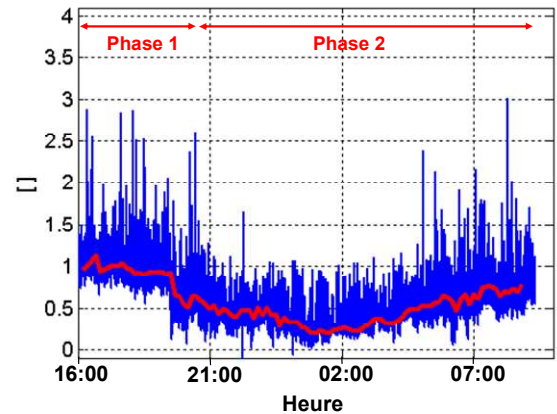


figure IV.12 : Reconstitution de la tangente  $\varphi$

Les résultats de calcul de la tangente  $\varphi$  présentés à la figure IV.12 nous montrent que la valeur instantanée peut être très élevée avec un maximum de 3. Les valeurs moyennes de la tangente  $\varphi$  pendant les heures de pointe sont très mauvaises. Elles sont supérieures à 0,4, ce qui entraînera la facturation de l'énergie réactive consommée. Nous pouvons observer l'influence de la connexion de la batterie fixe 7,5 MVAR : la tangente  $\varphi$  relevée au matin pendant les heures de pointe est en baisse par rapport à celle relevée en fin de journée mais elle reste supérieure à 0,4.

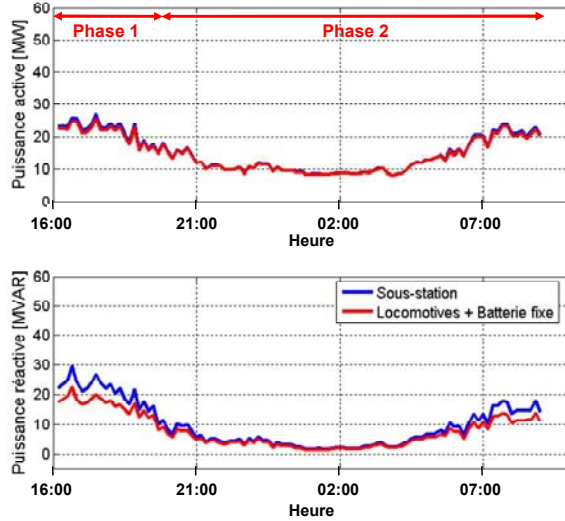


figure IV.13 : Bilan des puissances actives et réactives calculées

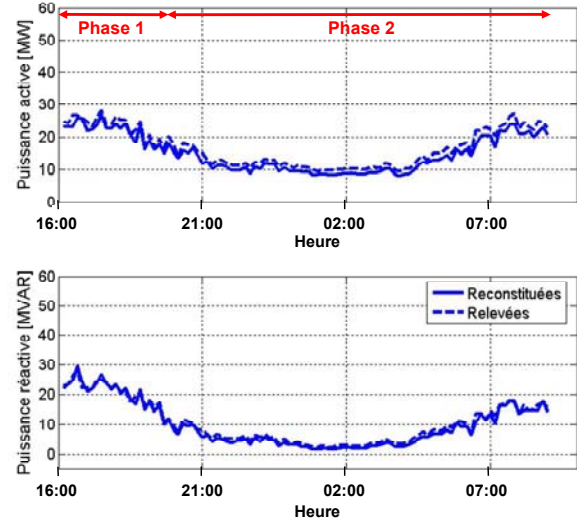
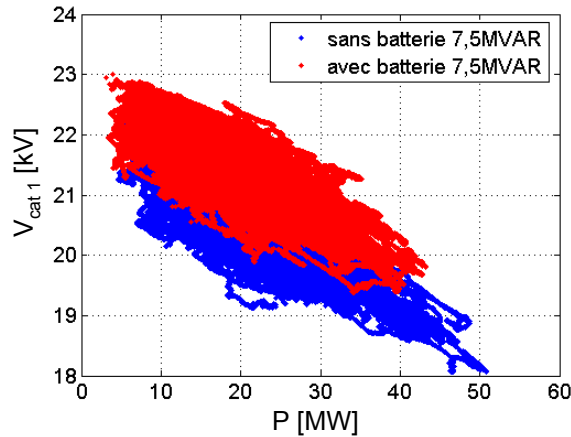
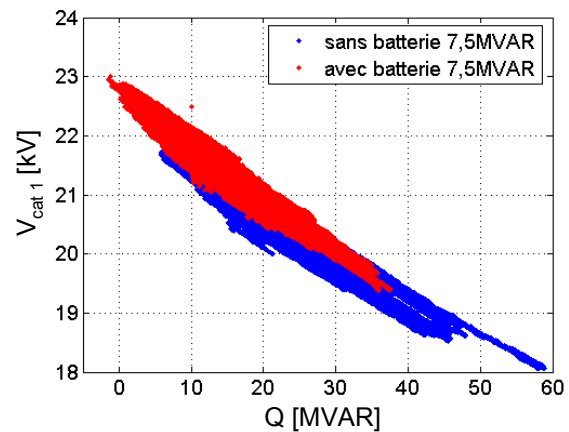


figure IV.14 : Puissances active et réactive moyennées sur 10 minutes

La figure IV.13 nous montre qu'il existe un très faible écart entre les puissances relevées au poste de comptage et celles consommées par les locomotives et la batterie de compensation fixe. Cela signifie que les puissances consommées par le transformateur sont négligeables.

Une comparaison entre les puissances calculées et relevées au poste de comptage de Revest est effectuée. Les résultats présentés à la figure IV.14 nous montrent qu'elles sont les mêmes. Cela permet ainsi de valider les calculs réalisés depuis le début de l'étude.

Les tracés de la valeur efficace du fondamental de la tension caténaire en fonction des puissances active et réactive sont respectivement présentés à la figure IV.15 et à la figure IV.16.


 figure IV.15 : Tracé de  $V_{cat\ 1}$  en fonction de  $P$ 

 figure IV.16 : Tracé de  $V_{cat\ 1}$  en fonction de  $Q$ 

Nous constatons qu'il est difficile d'extrapoler une expression analytique de  $V_{cat\ 1}$  en fonction de  $P$ . En revanche la caractéristique de  $V_{cat\ 1}$  en fonction  $Q$  peut être déterminée à partir de l'expression de la chute de tension présentée dans le chapitre 1 donnée par :

$$\Delta V = m_{ss} \cdot U_{HT} - V_{cat\ 1} = X_{ss} \cdot \frac{Q}{V_{cat\ 1}} + R_{ss} \cdot \frac{P}{V_{cat\ 1}} \quad (IV-12)$$

En considérant que la résistance  $R_{ss}$  est négligeable devant la réactance  $X_{ss}$ , nous aboutissons à la caractéristique présentée à la figure IV.16. Nous trouvons une réactance  $X_{ss} = 2,2 \Omega$ .

### IV.2.3 Conclusion

L'analyse du courant délivré par la sous-station a montré que celui-ci est riche en harmoniques de rang bas d'amplitudes élevées. Cela indique que le trafic de locomotives à redresseurs à thyristors est très important. Pour la suite de l'étude, les cas extrêmes (amplitude des harmoniques et THD maximum) seront considérés. L'image de la tension au primaire du transformateur ( $m_{ss} \cdot U_{HT}$ ) et le courant relevés lors de ces situations critiques seront utilisés dans les simulations temporelles sous PSIM.

Le bilan de puissance nous a montré que la sous-station fournit des puissances très élevées (valeurs maximales de 50 MW pour  $P$  et de 60 MVAR pour  $Q$ ). Le facteur de puissance est très mauvais pendant les heures de pointe, ce qui justifie l'insertion d'un compensateur statique dans la sous-station.

Pendant les périodes de fortes consommations de puissances, la chute de tension est élevée. Cela signifie qu'il est nécessaire de déterminer une valeur minimale de la tension caténaire  $V_{cat \text{ opt}}$  pour laquelle le compensateur doit fournir une puissance réactive de 3 MVAR.

En se plaçant en conditions normales ( $m_{ss} \cdot U_{HT} = 27,5 \text{ kV}$ ), au point de puissance réactive maximale ( $Q = 58 \text{ MVAR}$ ) et en prenant en compte des batteries fixes et du dispositif à installer, la relation (I-7) peut être réécrite de la façon suivante :

$$m_{ss} \cdot U_{HT} - V_{cat \text{ opt}} = \frac{X_{ss}}{V_{cat \text{ opt}}} \left[ Q - V_{cat \text{ opt}}^2 \cdot \left( \frac{C_1 \cdot \omega_{net}}{1 - L_1 \cdot C_1 \cdot \omega_{net}^2} + \frac{C_2 \cdot \omega_{net}}{1 - L_2 \cdot C_2 \cdot \omega_{net}^2} \right) - 3 \cdot 10^6 \right] \quad (\text{IV-13})$$

A partir de cette équation, nous obtenons  $V_{cat \text{ opt}} = 22 \text{ kV}$ .

Cette valeur de tension sera un paramètre important pour le dimensionnement du dispositif de compensation à installer à la sous-station de Revest.

## IV.3 Etude de l'insertion d'un compensateur de puissance réactive de 3 MVAR à base de gradateurs abaisseurs

### IV.3.1 Structure du compensateur de 3 MVAR

Dans un premier temps, les paramètres du compensateur statique calculés dans le chapitre 3 sont utilisés. Nous rappelons que le dispositif est à base de modules à IGBT 3,3kV / 1,5 kA. Il est composé :

- de quatre gradateurs abaisseurs de tension dont leurs commandes sont entrelacées
- d'un filtre d'entrée  $L_F$ - $C_F$  dont la fréquence de coupure est égale à 395 Hz
- d'un transformateur abaisseur dont l'enroulement primaire est directement connecté entre la caténaire et le rail (figure IV.17)

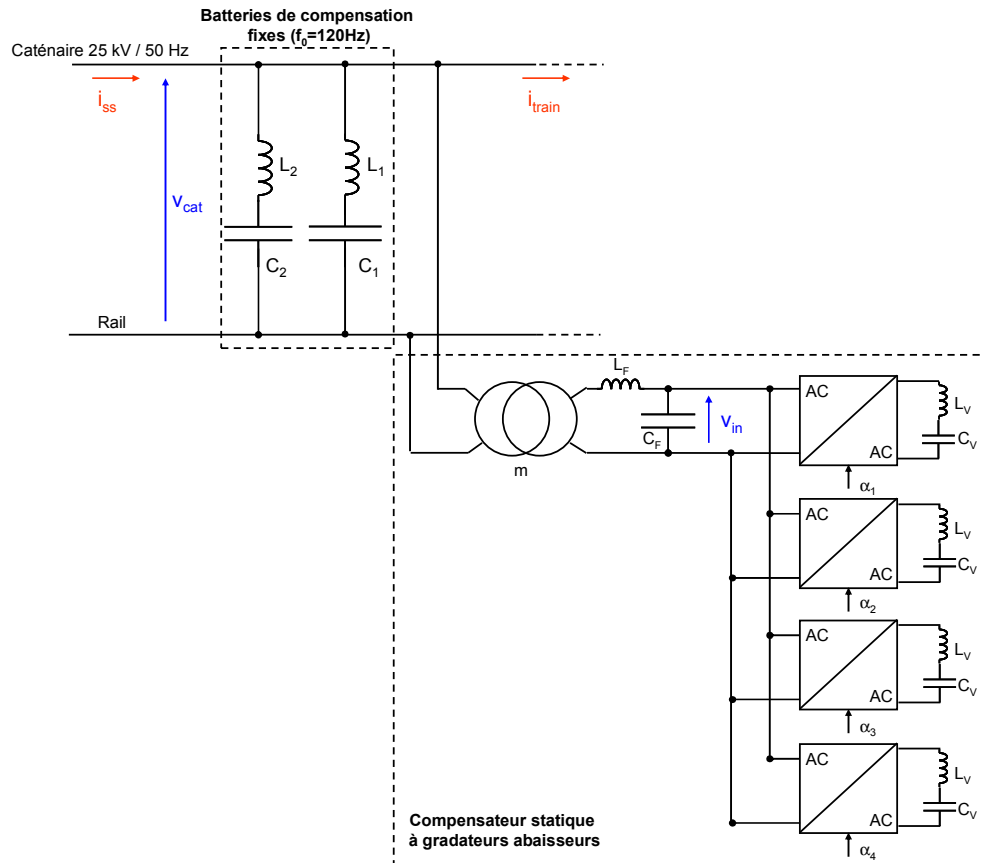


figure IV.17 : Compensateur de puissance réactive de 3 MVAR dans la sous-station de Revest

L'analyse du courant fourni par la sous-station nous a montré qu'il contient des composantes harmoniques de rangs pair et impair avec des amplitudes très importantes. Or lors du dimensionnement du compensateur, nous avons fixé la fréquence de coupure du filtre à 395 Hz, ce qui correspond à une valeur proche d'un harmonique caractéristique. Comme nous le verrons par la suite, cela peut conduire à la dégradation du fonctionnement des gradateurs dans l'environnement ferroviaire.

Voilà pourquoi le dimensionnement du dispositif de compensation doit être reconsidéré en plaçant judicieusement la fréquence de coupure du filtre d'entrée. Une solution consiste à

utiliser un dispositif de compensation fixe ( $f_0 = 120 \text{ Hz}$ ) comme élément de filtrage. L'idée est de supprimer les éléments  $L_F-C_F$  avec  $f_{rF} = 395 \text{ Hz}$  et de connecter l'enroulement primaire du transformateur aux bornes d'un condensateur d'une batterie fixe comme nous le montre la figure IV.18 a.

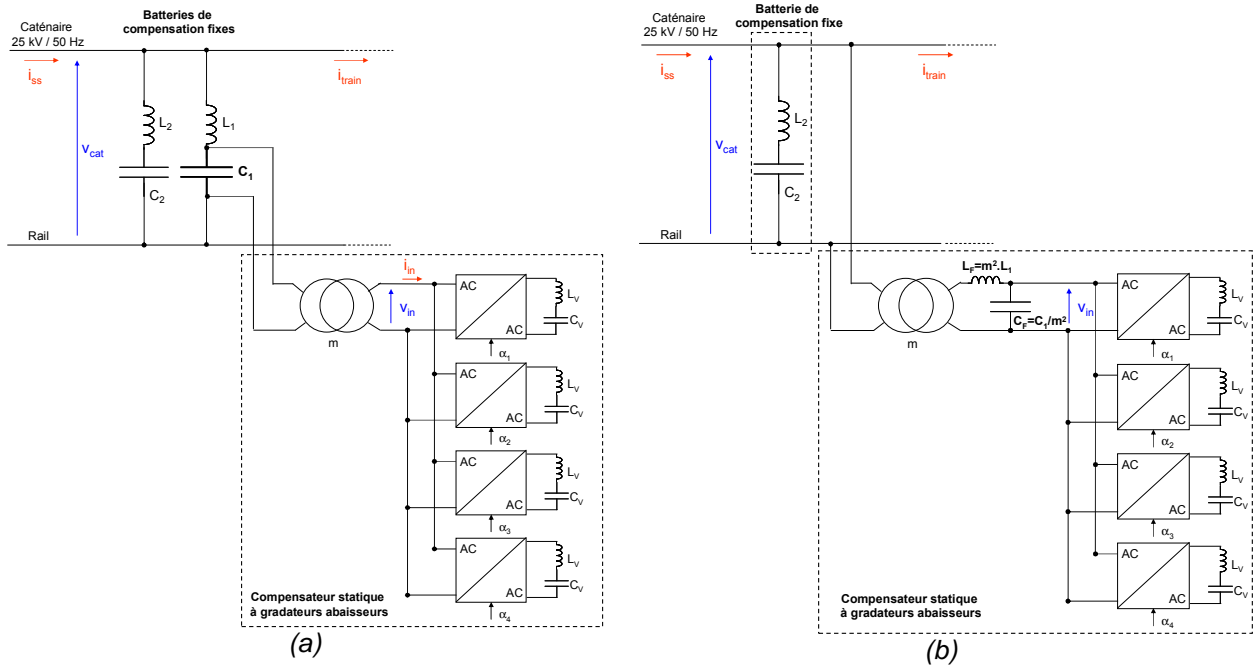


figure IV.18 : Configuration retenue de compensateur statique de 3 MVAR dans la sous-station ( $f_{rF} = 120 \text{ Hz}$ )

A cause de la présence de l'inductance de fuite et du découpage du courant à l'entrée des gradateurs, cette configuration est impossible. Voilà pourquoi la batterie fixe est ramenée au secondaire du transformateur. Ainsi le compensateur fixe de 5,5 MVAR est remplacé par le filtre  $L_F-C_F$  qui devra fournir cette puissance réactive comme cela est présentée à la figure IV.18 b. Les éléments de filtrage du compensateur statique peuvent être exprimés de la façon suivante :

$$L_F = m^2 \cdot L_1 \quad (\text{IV-14})$$

$$C_F = \frac{C_1}{m^2} \quad (\text{IV-15})$$

Ainsi la fréquence de coupure du filtre d'entrée est de 120 Hz et le compensateur fournira 5,5 MVAR avec  $\alpha_{min} = 0,05$  et sous  $V_{cat} = 27,5 \text{ kV}$ .

### IV.3.2 Modèle équivalent du compensateur de 3 MVAR

Pour les calculs analytiques, nous considérons le modèle moyen non amorti (résistances nulles) du compensateur statique. Nous rappelons que l'impédance de sortie d'un gradateur est donnée par :

$$Z_{out}(p) = \frac{1 + L_V \cdot C_V \cdot p^2}{C_V \cdot p} \quad (\text{IV-16})$$

Comme le gradateur MLI se comporte comme une impédance variable contrôlée par un rapport cyclique  $\alpha$ , l'expression de l'impédance équivalente de N gradateurs associés en parallèle est donnée par :

$$Z_{eq}(p) = \frac{Z_{out}(p)}{N.\alpha^2} \quad (IV-17)$$

A partir de cette relation nous pouvons établir le modèle équivalent du compensateur qui est présenté à la figure IV.19.

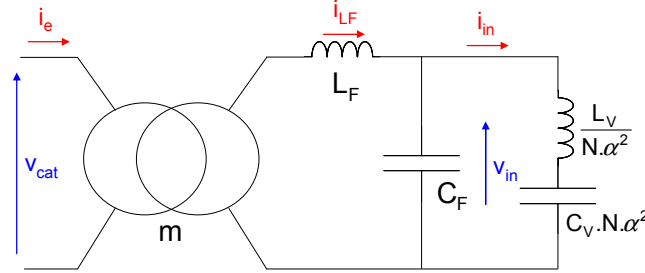


figure IV.19 : Modèle équivalent du compensateur statique à gradateurs abaisseur de tension

Nous pouvons aussi définir l'impédance équivalente du compensateur vue du primaire du transformateur dont l'expression est donnée par :

$$Z_{STAT}(p) = \frac{1}{m^2} \left[ L_F \cdot p + \frac{Z_{eq}(p)}{1 + Z_{eq}(p) \cdot C_F \cdot p} \right] \quad (IV-18)$$

### IV.3.3 Dimensionnement du compensateur à gradateurs abaisseurs

Comme nous l'avons indiqué précédemment, le dimensionnement du dispositif de compensation doit être reconsidéré pour éviter des problèmes d'interaction harmonique avec les engins de traction.

De plus, l'étude présentée dans la partie précédente a montré que la tension caténaire chutait fortement pendant les heures de pointes où la consommation en énergie réactive est élevée. C'est pour cela que nous allons prendre en compte la variation de  $V_{cat}$  pour dimensionner le compensateur statique. Cela signifie que le dispositif de compensation variable doit être à sa capacité maximale (3 MVAR à  $\alpha_{max}$ ) pendant les heures de pointe où la tension caténaire est basse et à sa capacité minimale (à  $\alpha_{min}$ ) pendant les heures creuses où la tension  $V_{cat}$  est haute.

Nous considérons toujours que l'association de quatre gradateurs est nécessaire pour la mise en œuvre du compensateur de puissance réactive. Les critères de dimensionnement du dispositif sont les suivants :

- la fréquence de coupure du filtre d'entrée  $f_{rF}$  :

$$f_{rF} = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{L_F.C_F}} = 120 \text{ Hz} \quad (IV-19)$$

- la plage de variation de la puissance réactive fournie par le compensateur pour  $V_{cat} = 22 \text{ kV}$  :

$$\Delta Q_{STAT} = V_{cat}^2 \left( \frac{1}{Z_{STAT}(\alpha_{max})} - \frac{1}{Z_{STAT}(\alpha_{min})} \right) = 3 \text{ MVAR} \quad (IV-20)$$

- la valeur crête de  $v_{in}$  qui doit être de 1800 V (tension crête nominale que supporte les IGBT en régime permanent) pour  $V_{cat} = 27,5 \text{ kV}$  et avec  $\alpha = 0,05$  :

$$V_{in} \sqrt{2}(\alpha_{min}) = \frac{1}{m} \cdot \frac{V_{cat} \sqrt{2}}{Z_{STAT}} \cdot \frac{Z_{eq}}{1 - Z_{eq} \cdot C_F \cdot \omega_{net}} = 1800 \text{ V} \quad (IV-21)$$

- la puissance réactive totale fournie par la batterie fixe déjà installée et le compensateur statique doit être de 13 MVAR (comme pour la situation initiale) pour  $V_{cat} = 27,5 \text{ kV}$  et avec  $\alpha = 0,05$  :

$$Q_{TOT}(\alpha_{min}) = V_{cat}^2 \left( \frac{1}{Z_{STAT}(\alpha_{min})} + \frac{C_2 \cdot \omega_{net}}{1 - L_2 \cdot C_2 \cdot \omega_{net}^2} \right) = 13 \text{ MVAR} \quad (IV-22)$$

Ainsi à partir de ce système à 4 équations, nous pouvons déduire les valeurs de l'inductance  $L_F$ , du condensateur  $C_F$ , du rapport de transformation  $m$  et du module de l'impédance de sortie  $Z_{out}$  à la pulsation réseau.

Les valeurs de l'inductance  $L_V$  et du condensateur  $C_V$  sont obtenues à partir du module de  $Z_{out}$  et en fixant la fréquence de résonance de l'impédance de sortie  $f_r$  à 70 Hz.

Les paramètres du compensateur statique de 3 MVAR à gradateurs abaisseurs de tension sont reportés dans le tableau IV-2.

	Paramètres	Valeur
$m$	Rapport de transformation	0,0382
$f_{rF}$	Fréquence de coupure du filtre d'entrée (Hz)	120
$L_F$	Inductance du filtre d'entrée ( $\mu\text{H}$ )	134
$C_F$	Condensateur du filtre d'entrée (mF)	13,1
$N$	Nombre de gradateur	4
$f_{dec}$	Fréquence de découpage (kHz)	1
$L_V$	Inductance de sortie du gradateur (mH)	5
$C_V$	Condensateur de sortie du gradateur (mF)	1,1

tableau IV-2 : Paramètres du compensateur de 3 MVAR ( $f_{rF} = 120 \text{ Hz}$ )

En observant la figure IV.20, nous constatons que la variation de la puissance réactive fournie par le compensateur en fonction du rapport cyclique est bien 3 MVAR pour une tension  $V_{cat} = 22 \text{ kV}$ .



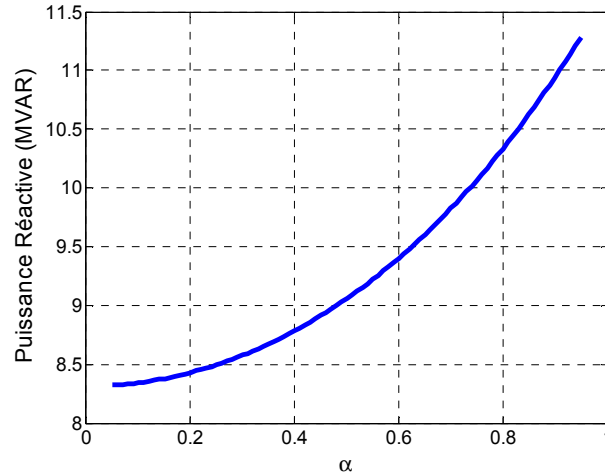


figure IV.20 : Puissance réactive compensée par le dispositif (filtre  $L_F$ - $C_F$  + gradateurs) en fonction du rapport cyclique sous  $V_{cat} = 22$  kV

Maintenant observons l'évolution des grandeurs électriques en fonction de la fluctuation de la tension caténaire. Nous avons établi la loi de commande suivante (figure IV.21). Le compensateur fonctionnera à  $\alpha_{max}$  pour  $V_{cat}$  inférieure à 22 kV et à  $\alpha_{min}$  pour  $V_{cat}$  supérieure à la tension vide (27,5 kV). Ainsi le niveau de compensation sera adapté à la consommation.

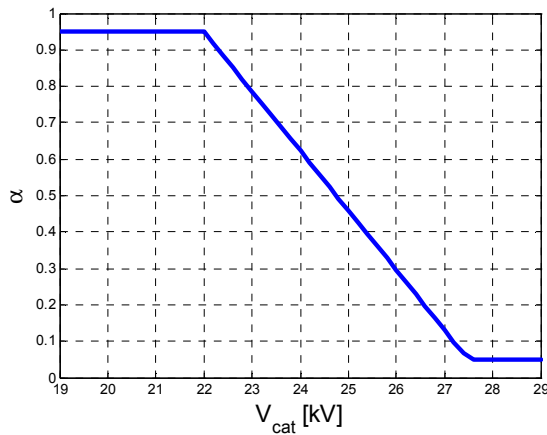


figure IV.21 : Loi de commande du compensateur statique de 3 MVAR

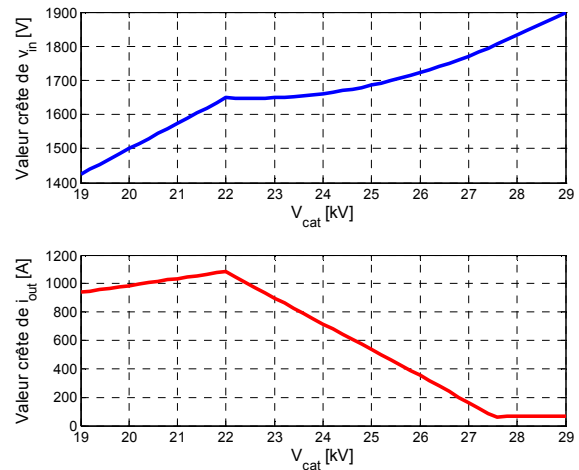


figure IV.22 : Bilan des contraintes en tension et en courant sur les gradateurs abaisseurs de tension

Le bilan des contraintes en tension et en courant sur un gradateur est présenté à la figure IV.22. Nous constatons que :

- la valeur crête de la tension à l'entrée des gradateurs est de 1800 V pour une tension  $V_{cat} = 27,5$  kV ;
- pour fournir une puissance réactive de 3 MVAR sous 22 kV, les quatre gradateurs doivent commuter un courant de 1085 A. Dans ces conditions, la valeur crête de la tension à l'entrée des gradateurs est de 1650 V.

Un bilan de puissance établi à partir des paramètres du tableau IV-2 est présenté à la figure IV.23. Il inclut aussi la puissance réactive compensée par la batterie fixe 7,5 MVAR.

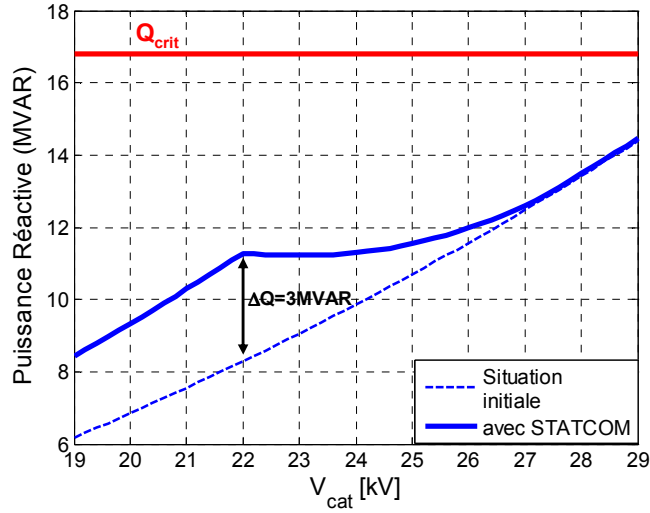


figure IV.23 : Puissance réactive totale compensée à la sous-station en fonction de  $V_{cat}$

$Q_{crit}$  (16,8 MVAR à 29 kV) correspond à la valeur maximale de la puissance réactive fournie par les dispositifs de compensation installés en sous-station pour ne pas dépasser la limite admissible à vide.

En observant la figure IV.23, nous obtenons bien 3 MVAR de puissance réactive supplémentaire lorsque la tension caténaire est basse et 13 MVAR lorsque  $V_{cat} = 27,5$  kV (comme pour la situation initiale).

### IV.3.4 Etude de la réponse fréquentielle

Pour étudier l'interaction entre le compensateur de 3 MVAR et le réseau ferré 25 kV / 50 Hz de Revest, une analyse fréquentielle de la sous-station est effectuée [SAI-05]. Le but de ce travail est d'analyser l'influence du courant distordu généré par les engins de traction sur la tension caténaire et la tension d'entrée des gradateurs abaisseurs de tension.

#### IV.3.4.1 Réponse fréquentielle du compensateur seul

Nous analysons dans un premier temps la réponse fréquentielle du compensateur seul à partir de son modèle équivalent non amorti défini dans la partie IV.3.2. Les fonctions de transfert de  $V_{cat} / I_e$  et de  $V_{in} / V_{cat}$  sont étudiées.

Nous rappelons que l'expression de l'impédance équivalente du compensateur vue du primaire du transformateur est donnée par :

$$Z_{STAT}(p) = \frac{V_{cat}}{I_e}(p) = \frac{1}{m^2} \left[ L_F \cdot p + \frac{Z_{eq}(p)}{1 + Z_{eq}(p) \cdot C_F \cdot p} \right] \quad (IV-23)$$

La fonction de transfert de  $V_{in} / V_{cat}$  est donnée par :

$$\frac{V_{in}}{V_{cat}}(p) = \frac{1}{m Z_{STAT}} \cdot \frac{Z_{eq}(p)}{1 + Z_{eq}(p) \cdot C_F \cdot p} \quad (IV-24)$$

Les gains de  $V_{cat} / I_e$  et de  $V_{in} / V_{cat}$  en fonction de la fréquence sont respectivement présentés à la figure IV.24 et à la figure IV.25.

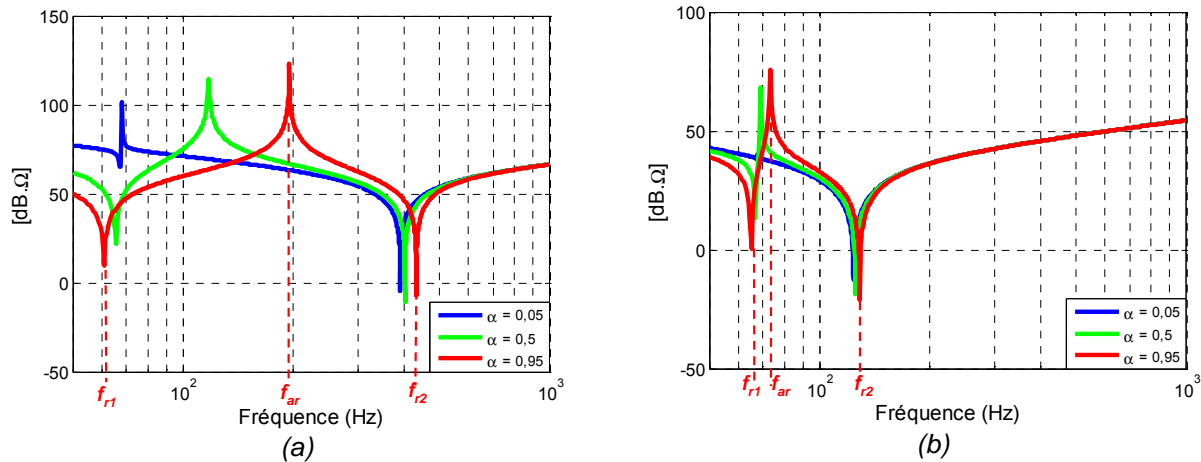


figure IV.24 : Gain de  $V_{cat} / I_e$   
(a)  $f_{rF} = 395$  Hz (b)  $f_{rF} = 120$  Hz

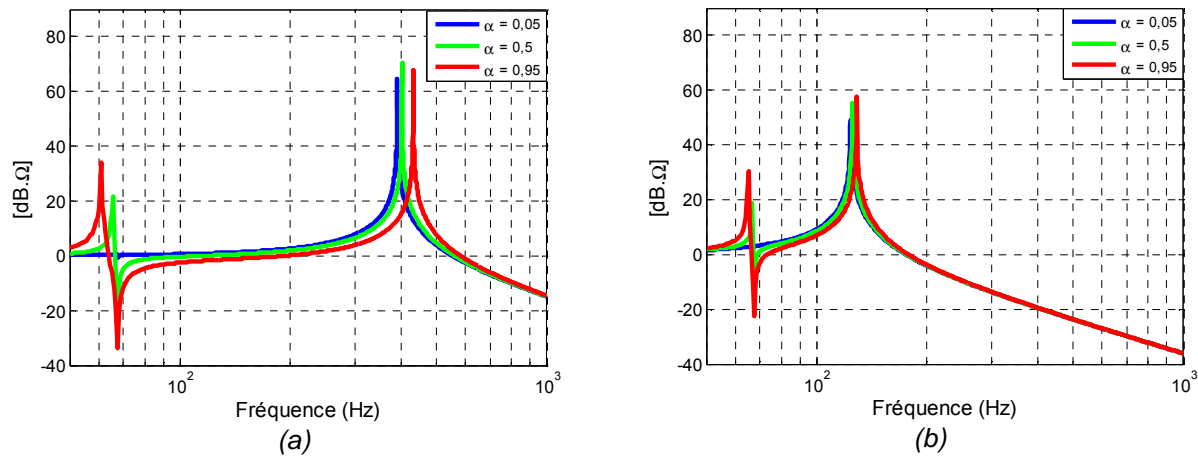


figure IV.25 : Gain de  $V_{in} / V_{cat}$   
(a)  $f_{rF} = 395$  Hz (b)  $f_{rF} = 120$  Hz

Nous observons deux résonances  $f_{r1}$ ,  $f_{r2}$  et une anti-résonance  $f_{ar}$  qui varient en fonction du rapport cyclique quelle que soit la valeur de  $f_{rF}$ .

Nous voyons bien le problème posé par une fréquence de coupure du filtre d'entrée réglée sur 395 Hz. En effet nous observons sur la figure IV.24 a que les résonances  $f_{r2}$  et  $f_{ar}$  peuvent être égales et très proches des fréquences des harmoniques caractéristiques (100 Hz, 150 Hz, 200 Hz, 400 Hz, 450 Hz). Par exemple, le tracé du gain  $V_{in} / V_{cat}$  à la figure IV.25 a nous montre que si la tension caténaire contient une composante harmonique de rang 9 élevée, une surtension apparaîtra à l'entrée des gradateurs.

Pour le cas où  $f_{rF} = 120$  Hz sur la figure IV.24 b, nous pouvons constater qu'il n'y a plus de résonance aux fréquences caractéristiques des harmoniques. De plus la plage de variation de  $f_{r2}$  et de  $f_{ar}$  en fonction du rapport cyclique est plus restreinte. Le tracé du gain  $V_{in} / V_{cat}$  nous montre qu'il n'y aura pas de surtension aux bornes du condensateur  $C_F$  si la tension caténaire est distordue.

Afin de déterminer l'expression des fréquences de résonance  $f_{r1}$ ,  $f_{r2}$  et  $f_{ar}$ , nous allons nous aider du modèle moyen du compensateur Cela nous permettra de savoir quels sont les paramètres influents.

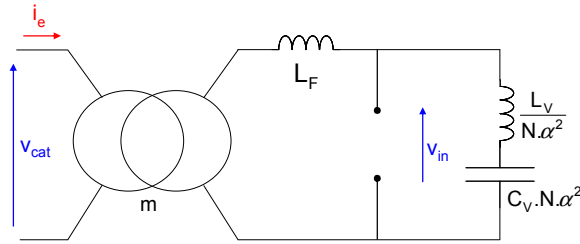


figure IV.26 : Modèle simplifié du compensateur statique en basse fréquence

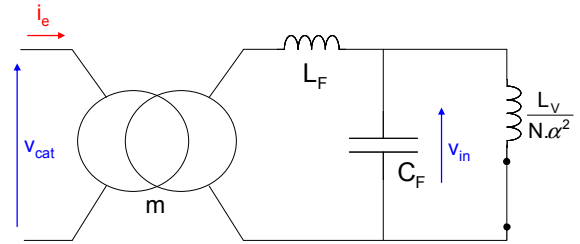


figure IV.27 : Modèle simplifié du compensateur statique en "haute" fréquence

L'hypothèse que nous nous fixons pour établir le modèle simplifié présenté à la figure IV.26 est que  $C_F$  présente une grande impédance en basse fréquence. Ainsi  $C_F$  est équivalent à un circuit ouvert, ce qui nous permet d'aboutir à une expression simplifiée de la fréquence de résonance donnée par :

$$f_{r1}^2(\alpha) = \frac{1}{4\pi^2 \cdot C_V \cdot (N\alpha^2 \cdot L_F + L_V)} \quad (\text{IV-25})$$

Concernant le modèle simplifié présenté à la figure IV.27, le comportement de l'impédance de sortie des gradateurs  $Z_{out}$  est inductif en haute fréquence. Ainsi le condensateur  $C_V$  est équivalent à un interrupteur fermé. La fréquence de résonance du circuit peut être exprimée par :

$$f_{r2}^2(\alpha) = \frac{L_V + N\alpha^2 \cdot L_F}{4\pi^2 \cdot L_F \cdot L_V \cdot C_F} \quad (\text{IV-26})$$

Concernant l'anti-résonance  $f_{ar}$ , elle peut être déterminée par l'intermédiaire du filtre bouchon du modèle équivalent du compensateur (figure IV.19) avec  $C_F$  en série avec l'impédance  $Z_{eq}$ . Ainsi l'anti-résonance en fonction du rapport cyclique a pour expression :

$$f_{ar}^2(\alpha) = \frac{N\alpha^2 \cdot C_V + C_F}{4\pi^2 \cdot C_F \cdot L_V \cdot C_V} \quad (\text{IV-27})$$

Le tracé de ces fréquences de résonance en fonction du rapport cyclique est présenté à la figure IV.28.

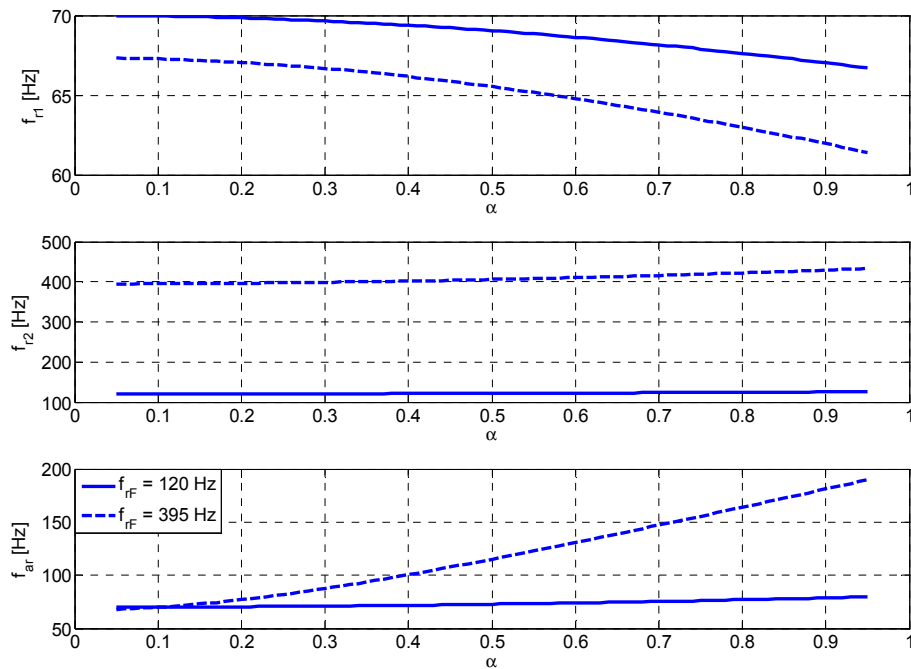


figure IV.28 : Evolution des fréquences de résonance en fonction du rapport cyclique

Nous pouvons dire que la plage de variation de  $f_{r1}$  et de  $f_{r2}$  est faible lorsque la valeur de  $L_V$  est élevée par rapport à celle de  $L_F$  (rapport de 17 pour le cas où  $f_{rF} = 395$  Hz et 37 pour le cas où  $f_{rF} = 120$  Hz). La résonance  $f_{r1}$  n'est pas proche des fréquences caractéristiques d'harmoniques générés par les locomotives par rapport à  $f_{r2}$ .

Nous constatons que la plage de variation de  $f_{ar}$  est grande pour le cas où la fréquence de coupure du filtre d'entrée est de 395 Hz. Une solution consiste à augmenter la valeur de  $C_F$  comme c'est le cas pour  $f_{rF} = 120$  Hz. La plage de variation de l'anti-résonance, ainsi que sa valeur maximale sont diminuées.

#### IV.3.4.2 Réponse fréquentielle de la sous-station

Nous analysons dans cette partie la réponse fréquentielle du circuit de traction dans lequel est inséré un compensateur statique de 3 MVAR. Le schéma électrique équivalent de la sous-station de Revest et le modèle équivalent du dispositif de compensation sont utilisés pour l'analyse fréquentielle (figure IV.29).

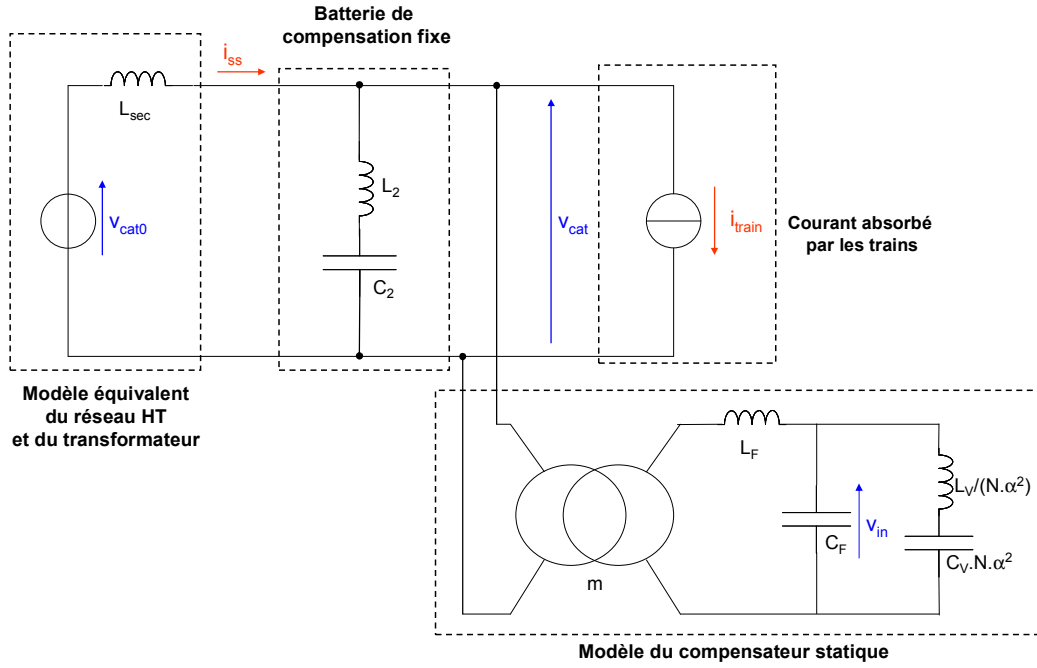


figure IV.29 : Modèle équivalent du circuit de traction avec le modèle équivalent du compensateur statique de 3 MVAR

Les engins de traction qui sont les générateurs d'harmoniques de courant sont modélisés par une source de courant  $i_{train}$ . Les gains de  $V_{cat} / I_{train}$  et de  $V_{in} / I_{train}$  en fonction de la fréquence sont étudiés afin d'observer directement l'influence des courants harmoniques sur la tension caténaire et la tension en entrée des gradateurs.

Les expressions des fonctions de transfert de la sous-station et de  $V_{in} / I_{train}$  sont respectivement données par :

$$\frac{V_{cat}}{I_{train}}(p) = \left[ \frac{1}{Z_{STAT}(p)} + \frac{1}{Z_1(p)} + \frac{1}{Z_2(p)} + \frac{1}{Z_{sec}(p)} \right]^{-1} \quad (IV-28)$$

$$\frac{V_{in}}{I_{train}}(p) = \left\{ \left[ \frac{1}{Z_{STAT}(p)} + \frac{1}{Z_1(p)} + \frac{1}{Z_2(p)} + \frac{1}{Z_{sec}(p)} \right] \cdot \left[ L_F \cdot p \cdot \frac{(Z_{eq}(p) \cdot C_F \cdot p + 1)}{Z_{eq}(p)} + 1 \right] \right\}^{-1} \quad (IV-29)$$

Les tracés des gains de  $V_{cat} / I_{train}$  et de  $V_{in} / I_{train}$  en fonction de la fréquence sont respectivement présentés à la figure IV.30 et à la figure IV.31.

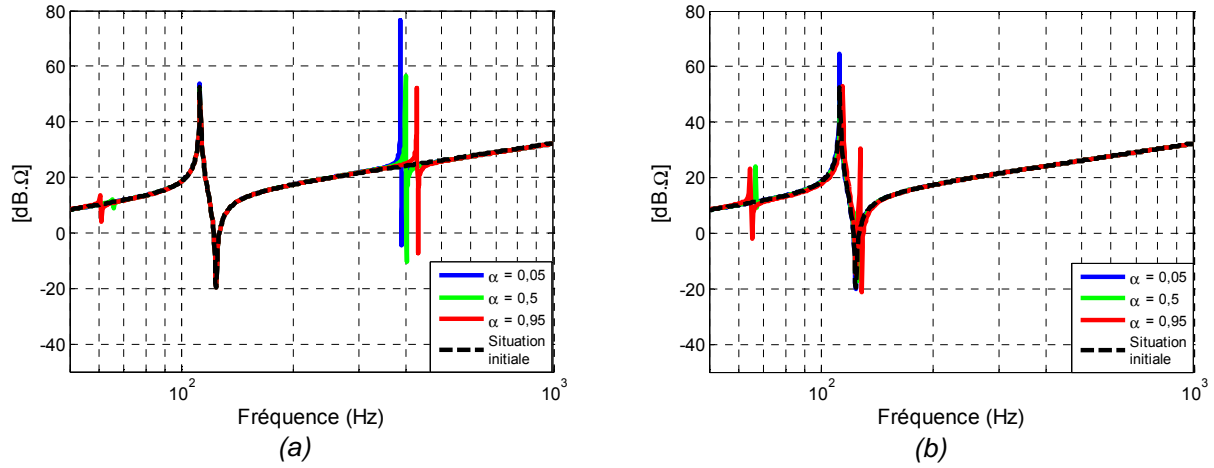


figure IV.30 : Gain de  $V_{cat} / I_{train}$   
(a)  $f_{rF} = 395$  Hz (b)  $f_{rF} = 120$  Hz

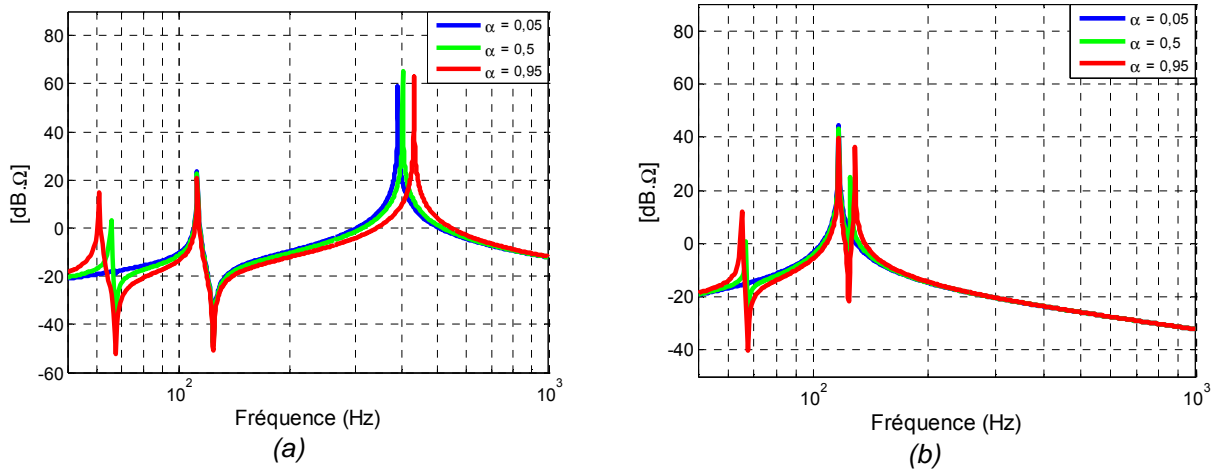


figure IV.31 : Gain de  $V_{in} / I_{train}$   
(a)  $f_{rF} = 395$  Hz (b)  $f_{rF} = 120$  Hz

Pour le cas où  $f_{rF} = 395$  Hz (figure IV.30 a et figure IV.31 a), nous pouvons remarquer que la fréquence de résonance  $f_2$  est toujours présente et varie autour de la fréquence de coupure du filtre. Le comportement de la sous-station dans cette gamme de fréquence est modifié par rapport à la situation initiale. En effet, les gains de  $V_{cat} / I_{train}$  et de  $V_{in} / I_{train}$  sont élevés entre 350 Hz et 450 Hz qui correspond typiquement à la bande de fréquence où les locomotives sont génératrices d'harmoniques de courant. Ainsi une surtension importante peut apparaître à l'entrée des gradateurs, ce qui peut conduire dans certains cas à la destruction des IGBT.

Concernant le cas où  $f_{rF} = 120$  Hz (figure IV.30 b et figure IV.31 b), il n'y a plus de résonance entre 350 et 450 Hz. Nous pouvons dire que le compensateur statique est transparent vis-à-vis des harmoniques de courant générés par les locomotives.

### IV.3.5 Simulation temporelle

Afin de valider les résultats de l'étude analytique, des simulations sont réalisées sous PSIM à partir des enregistrements du courant et de la tension caténaire. Le schéma de principe de la simulation est présenté à la figure IV.32.

Nous nous intéressons aux conditions extrêmes (amplitude maximale des harmoniques de courant). La simulation est réalisée dans le cas où l'amplitude de l'harmonique de rang 7 est

maximale. En effet, lors de l'étude fréquentielle, nous avons observé que les gains des fonctions de transfert pouvaient atteindre une valeur importante dans cette bande de fréquence.

Nous rappelons que les cas extrêmes sont relevés lorsque les batteries de compensation fixes sont déconnectées. Donc le courant délivré par la sous-station correspond au courant consommé par les locomotives.

La tension  $m_{ss} \cdot u_{HT}$  située au secondaire du transformateur est reconstituée à partir des mesures de courant et de tension par l'intermédiaire de la relation suivante :

$$m_{ss} \cdot u_{HT}(t) = R_{ss} \cdot i_{train}(t) + L_{ss} \cdot \frac{di_{train}(t)}{dt} + v_{cat}(t) \quad (IV-30)$$

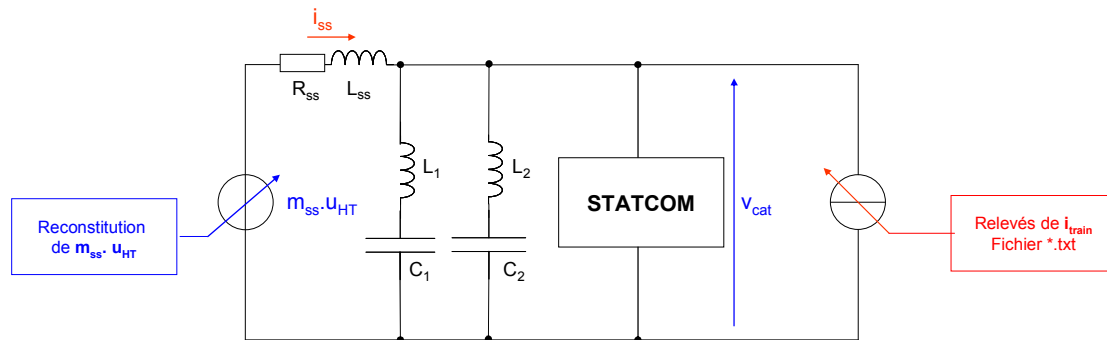


figure IV.32 : Schéma de principe des simulations des cas extrêmes sous PSIM

Les formes d'ondes obtenues pour un rapport cyclique maximal  $\alpha = 0,95$  sont présentées à la figure IV.33.

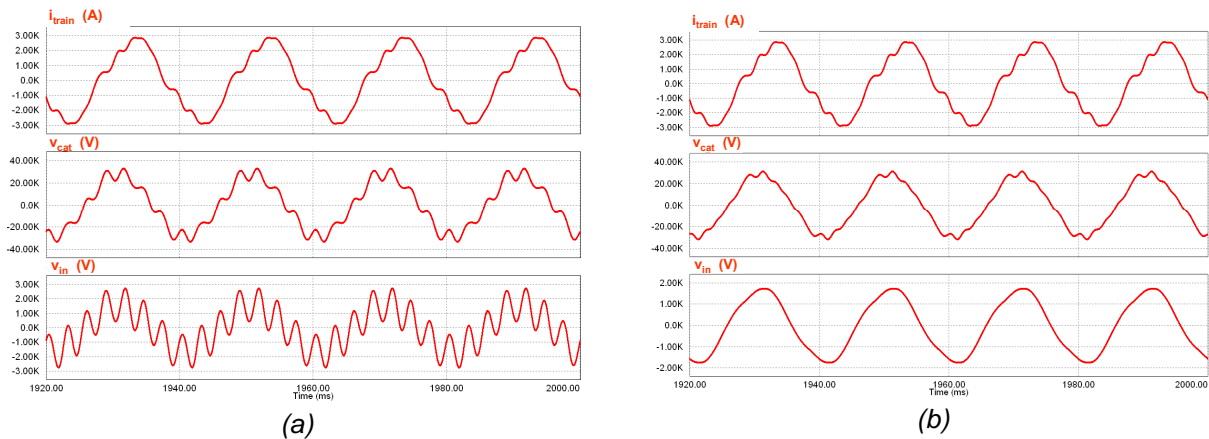


figure IV.33 : Formes d'ondes du courant délivré par la sous-station, de la tension caténaire et de la tension à l'entrée des gradateurs  
(a)  $f_{rF} = 395 \text{ Hz}$  (b)  $f_{rF} = 120 \text{ Hz}$

Les résultats nous montrent que la tension caténaire est fortement distordue. De plus, nous constatons qu'une tension crête de 2800 V apparaît à l'entrée des gradateurs, alors que les IGBT sont prévus pour fonctionner sous une tension de 1800 V crête en régime permanent. Ainsi le mauvais fonctionnement du compensateur statique dans la sous-station est confirmé.



Dans le cas où la batterie fixe 5,5 MVAR est remplacée par le filtre d'entrée du dispositif, la simulation montre qu'il n'y a plus de surtension à l'entrée des gradateurs. Le bon fonctionnement du compensateur statique dans la sous-station est ainsi validé.

### **IV.3.6 Conclusion**

L'étude du comportement fréquentiel du compensateur a mis en évidence la présence de fréquences de résonance qui varient en fonction du rapport cyclique et qui par la même peuvent prendre des valeurs proches des fréquences caractéristiques des harmoniques de courant généré par les locomotives. Nous avons vu en simulation les conséquences d'un mauvais placement de la fréquence de coupure du filtre d'entrée sur la tension caténaire et la tension à l'entrée des gradateurs.

Une solution présentée dans cette partie consiste à accorder la fréquence de coupure du filtre sur 120 Hz. Ainsi les surtensions n'apparaissent plus aux bornes du condensateur  $C_F$ . De plus, l'impédance  $L_F-C_F$  assure la fonction de batterie fixe, ce qui permet de déconnecter celles qui sont déjà installées en sous-station.

Cependant, le problème du compensateur à gradateurs abaisseurs de tension réside dans la présence d'un transformateur abaisseur qui devra être surdimensionné à cause de la puissance compensée par le filtre  $L_F-C_F$ . C'est pourquoi dans la suite de l'étude nous avons recherché une structure de compensateur sans transformateur.

## IV.4 Etude de l'insertion d'un compensateur de 3 MVAR à base de gradateurs élévateurs

### IV.4.1 Structure du compensateur de puissance réactive de 3MVAR à gradateurs élévateurs de tension

Nous abordons dans cette partie l'étude de l'insertion d'un compensateur de 3 MVAR à gradateurs élévateurs de tension dans la sous-station de Revest. L'intérêt de cette structure repose sur le principe de diviseur de tension actif et de la mise en série des gradateurs. Cela permet de ne plus utiliser de transformateur abaisseur de tension. De plus, l'autre avantage de ce dispositif est la possibilité d'utiliser les batteries fixes existantes comme éléments de filtrage du compensateur.

Comme nous travaillons directement en haute tension, nous choisissons des modules IGBT 6,5 kV / 750 A (ABB Semiconductors). Ce type de semi-conducteurs est prévu pour fonctionner sous une tension de 3600 V crête en régime permanent. Le tableau II-1 spécifie les paramètres des semi-conducteurs. Compte tenu de la réduction des pertes en commutation liée au fonctionnement de la structure avec diviseur de tension, nous pouvons fonctionner avec une fréquence de découpage de 1kHz.

	IGBT 6,5 kV / 750 A
Tension continue maximale (V)	3600
Fréquence de commutation (Hz)	1000
Paramètres pertes en commutation	$a_{on}+a_{off}=6,77e-6$ $b_{on}+b_{off}=6,6e-3$ $c_{on}+c_{off}=1,52$ $a_{rec}=-1,2e-6$ $b_{rec}=3,43e-3$ $c_{rec}=0,530$
Paramètres pertes en conduction	$V_{0T}=2,5V$ $r_{dT}=5,5m\Omega$ $V_{0D}=1,7V$ $r_{dD}=3m\Omega$

tableau IV-3 : Paramètres du module à IGBT 6,5 kV / 750 A

La structure du dispositif de compensation de puissance réactive insérée dans la sous station est présentée à la figure IV.34.

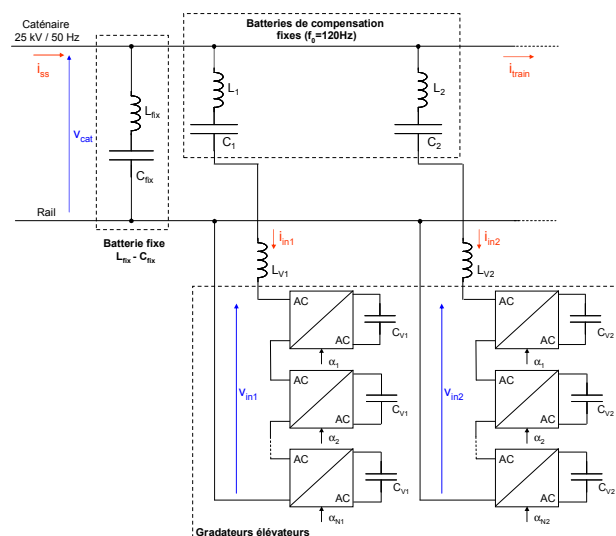


figure IV.34 : Compensateur de puissance réactive à gradateurs élévateurs dans la sous-station

Le dispositif de compensation de puissance réactive est composé de deux parties variables et d'une partie fixe.

Un compensateur variable est constitué d'un ensemble  $\{N \text{ gradateurs} + \text{inductance } L_V\}$  associé en série avec une batterie fixe existante. La mise en place de  $L_V$  va offrir un degré de liberté supplémentaire pour le dimensionnement du dispositif. Nous allons ainsi pouvoir ajuster la puissance réactive variable et placer correctement la fréquence propre du compensateur variable pour éviter des problèmes d'interaction avec les engins de traction.

Une batterie de compensation fixe  $L_{fix}-C_{fix}$  est ajoutée pour augmenter la puissance réactive totale fournie par l'ensemble.

#### IV.4.2 Modèle équivalent du compensateur variable

Dans le cadre de l'étude, le modèle moyen du compensateur statique est utilisé. L'impédance de sortie du gradateur est un condensateur  $C_V$ . L'expression de l'impédance équivalente de  $N$  gradateurs associés en série est donnée par :

$$Z_{eq1}(p) = \frac{N_1 \cdot \alpha^2}{C_{V1} \cdot p} \quad (IV-31)$$

$$Z_{eq2}(p) = \frac{N_2 \cdot \alpha^2}{C_{V2} \cdot p} \quad (IV-32)$$

A partir de cette relation nous pouvons établir le modèle équivalent de la partie variable du compensateur de puissance réactive qui est présenté à la figure IV.35.

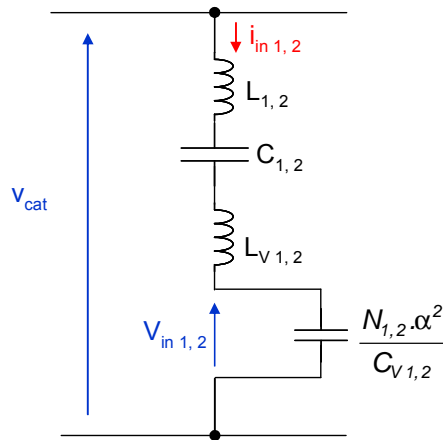


figure IV.35 : Modèle équivalent de la partie variable du compensateur statique à gradateurs élévateurs

Nous pouvons aussi définir l'impédance équivalente des parties variables dont les expressions sont données par :

$$Z_{STAT1}(p) = (L_1 + L_{V1}) \cdot p + \frac{1}{C_1 \cdot p} + \frac{N_1 \cdot \alpha^2}{C_{V1} \cdot p} \quad (IV-33)$$

$$Z_{STAT2}(p) = (L_2 + L_{V2}) \cdot p + \frac{1}{C_2 \cdot p} + \frac{N_2 \cdot \alpha^2}{C_{V2} \cdot p} \quad (IV-34)$$

Nous pouvons définir leurs fréquences propres en fonction du rapport cyclique :

$$f_{r1}(\alpha) = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{(L_1 + L_{V1})C_1 C_{V1}}{C_{V1} + C_1 N_1 \alpha^2}}} \quad (IV-35)$$

$$f_{r2}(\alpha) = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{(L_2 + L_{V2})C_2 C_{V2}}{C_{V2} + C_2 N_2 \alpha^2}}} \quad (IV-36)$$

### IV.4.3 Dimensionnement du dispositif

Pour le dimensionnement du dispositif de compensation à base de gradateurs élévateurs, nous prenons en compte le problème du placement de la fréquence propre des filtres et de la fluctuation de la tension caténaire. La structure doit délivrer une puissance réactive maximale (à  $\alpha_{min}$ ) pendant les heures de pointe où la tension caténaire est basse et une puissance réactive minimale (à  $\alpha_{max}$ ) pendant les heures creuses où la tension  $V_{cat}$  est haute.

Comme nous avons les valeurs de  $L_V$  et de  $C_V$  à déterminer pour chaque partie variable, nous avons deux critères de dimensionnement qui sont :

- la fréquence propre  $f_{r1,2}$  à rapport cyclique maximal  $\alpha = 0,95$  :

$$f_{r1,2}(\alpha_{max}) = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{(L_{1,2} + L_{V1,2})C_{1,2} C_{V1,2}}{C_{V1,2} + C_{1,2} N_{1,2} \alpha_{max}^2}}} \quad (IV-37)$$

- la plage de variation de la puissance réactive fournie par un compensateur variable pour  $V_{cat} = 22$  kV :

$$\Delta Q_{STAT1,2} = V_{cat}^2 \left( \frac{1}{Z_{STAT1,2}(\alpha_{min})} - \frac{1}{Z_{STAT1,2}(\alpha_{max})} \right) \quad (IV-38)$$

$\Delta Q_{STAT1}$  et  $\Delta Q_{STAT2}$  sont définies en fonction de la proportion de puissance réactive compensée par une batterie fixe lors de la configuration initiale. Comme nous souhaitons une variation de puissance réactive totale de 3 MVAR, nous fixons  $\Delta Q_{STAT1}$  à 1,27 MVAR et  $\Delta Q_{STAT2}$  à 1,73 MVAR.

Le nombre de gradateurs à associer en série est ajusté pour que la valeur crête de la tension à la sortie d'un convertisseur soit inférieure ou égale à celle que peut supporter l'IGBT en régime permanent (3600 V) pour  $V_{cat} = 27,5$  kV et  $\alpha = 0,95$ . Son expression est donnée par :

$$V_{out1,2} \sqrt{2} = - \frac{\alpha_{max} V_{cat} \sqrt{2}}{L_{1,2} C_{V1,2} \omega_{net}^2 - \frac{C_{V1,2}}{C_{1,2}} - N_{1,2} \alpha_{max}^2} \quad (IV-39)$$

Ainsi à partir de ce système d'équations, nous pouvons déduire les valeurs des inductances  $L_{V1}$   $L_{V2}$ , des condensateurs  $C_{V1}$   $C_{V2}$  et le nombre de gradateur à associer pour chaque compensateur variable.

Nous fixons la puissance réactive totale fournie par les parties variables et le filtre  $L_{fix} C_{fix}$  à 13 MVAR (comme pour la situation initiale) pour  $V_{cat} = 27,5$  kV et  $\alpha = 0,95$ . Son expression est donné par :

$$Q_{TOT}(\alpha_{max}) = V_{cat}^2 \left( \frac{1}{Z_{STAT1}(\alpha_{max})} + \frac{1}{Z_{STAT2}(\alpha_{max})} + \frac{1}{Z_{fix}} \right) = 13 \text{ MVAR} \quad (\text{IV-40})$$

La fréquence de coupure de la batterie fixe à ajouter au circuit est donnée par :

$$f_{rfix} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{fix} \cdot C_{fix}}} = 138 \text{ Hz} \quad (\text{IV-41})$$

Ainsi à partir de ces deux dernières relations, les valeurs de  $L_{fix}$  et de  $C_{fix}$  peuvent être déterminées.

Les paramètres du compensateur statique de 3 MVAR à gradateurs élévateurs de tension sont reportés dans le tableau IV-4.

		Partie variable 1	Partie variable 2
$N$	Nombre de gradateur	4	4
$L_v$	Inductance d'entrée du gradateur (mH)	14	12
$C_v$	Condensateur de sortie du gradateur ( $\mu\text{F}$ )	152	210

		Partie fixe
$f_{rfix}$	Fréquence de coupure du filtre d'entrée (Hz)	138
$L_{fix}$	Inductance du filtre d'entrée (mH)	82
$C_{fix}$	Condensateur du filtre d'entrée ( $\mu\text{F}$ )	16

tableau IV-4 : Paramètres du dispositif de compensation variable de 3 MVAR

Nous constatons qu'il faut huit briques élémentaires pour construire le dispositif à gradateurs élévateurs alors qu'il en faut que quatre pour une solution à gradateurs abaisseurs. Mais il n'y a plus de transformateur à rajouter au dispositif.

La figure IV.36 montre que les fréquences propres des compensateurs variables varient entre 115 Hz et 138 Hz.

En observant la figure IV.37, il est à noter que la variation de la puissance réactive totale fournie par les compensateurs est bien de 3 MVAR pour une tension  $V_{cat} = 22 \text{ kV}$ .

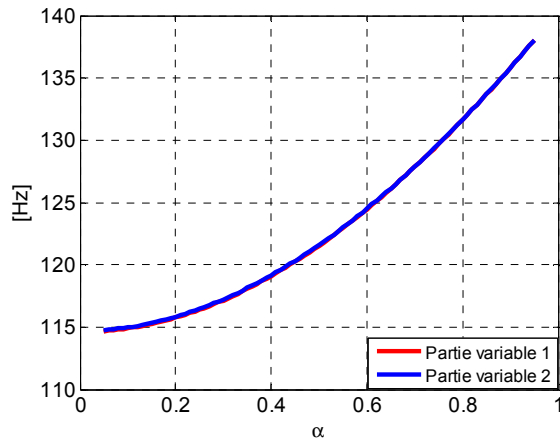


figure IV.36 : Evolution des fréquences de résonance en fonction du rapport cyclique

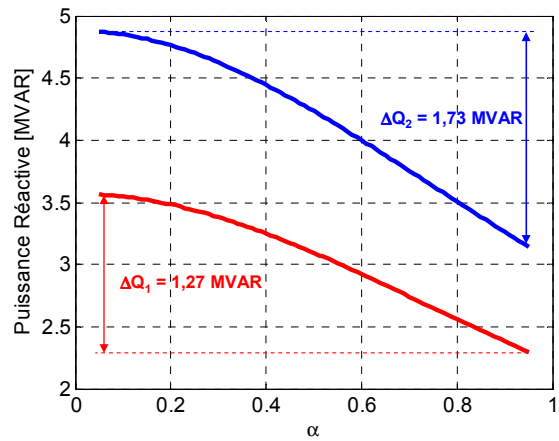


figure IV.37 : Puissance réactive compensée par les parties variables (Batterie fixe existante+ gradateurs élévateurs) en fonction du rapport cyclique sous  $V_{cat} = 22$  kV

Comme pour le cas précédent, nous utilisons la loi de commande suivante (figure IV.38). Le compensateur fonctionnera à  $\alpha_{min}$  pour  $V_{cat}$  inférieure à 22 kV et à  $\alpha_{max}$  pour  $V_{cat}$  supérieure à la tension à vide (27,5 kV).

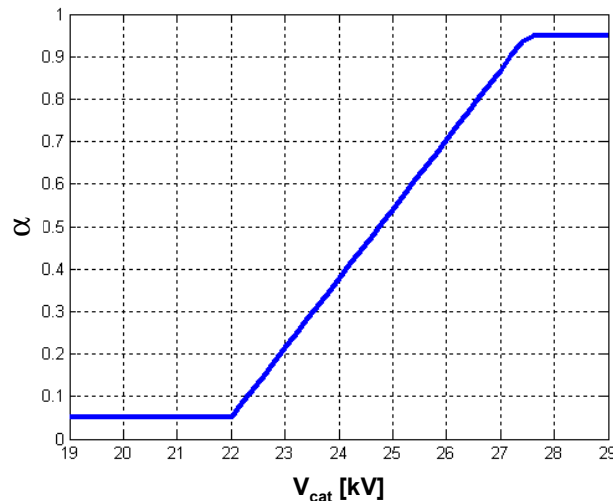


figure IV.38 : Loi de commande du compensateur statique de 3 MVAR

Le bilan des contraintes en tension et en courant sur un gradateur élévateur est présenté à la figure IV.39. Nous constatons que :

- la valeur crête de la tension à la sortie des gradateurs est de 3600 V pour une tension  $V_{cat} = 27,5$  kV
- les gradateurs des parties variables 1 et 2 doivent commuter respectivement un courant maximal de 233 A et de 319 A ce qui correspond à des valeurs efficaces de 165 A et 226 A. Elles sont inférieures aux courants nominaux des batteries fixes qui ont des valeurs respectivement égales à 260 A et 400 A.

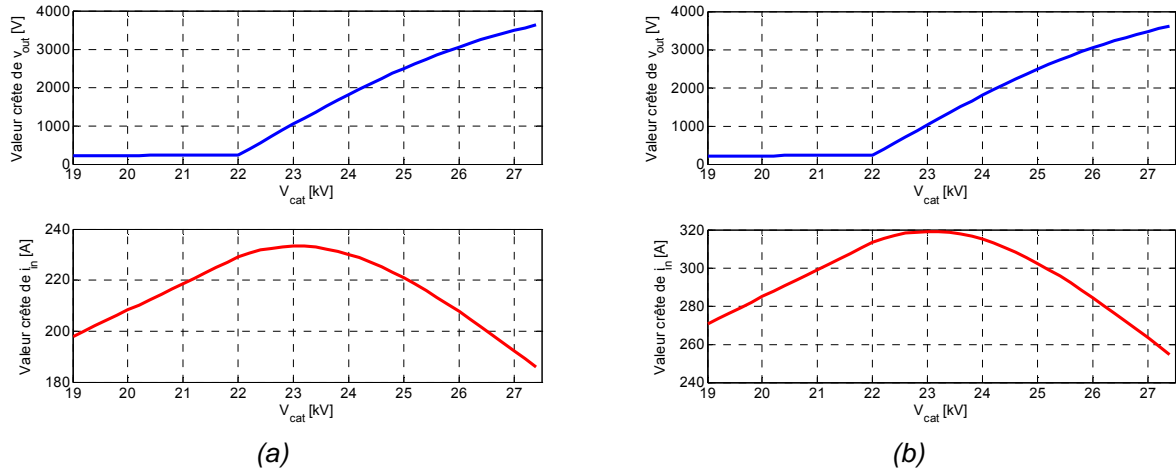


figure IV.39 : Bilan des contraintes en tension et en courant sur les gradateurs élévateurs de tension  
(a) partie variable 1 (b) partie variable 2

Un bilan de puissance établi à partir des paramètres du tableau IV-4 est présenté à la figure IV.40. Nous obtenons bien 3 MVAR de puissance réactive supplémentaire lorsque la tension caténaire est basse et 13 MVAR lorsque  $V_{cat} = 27,5$  kV.

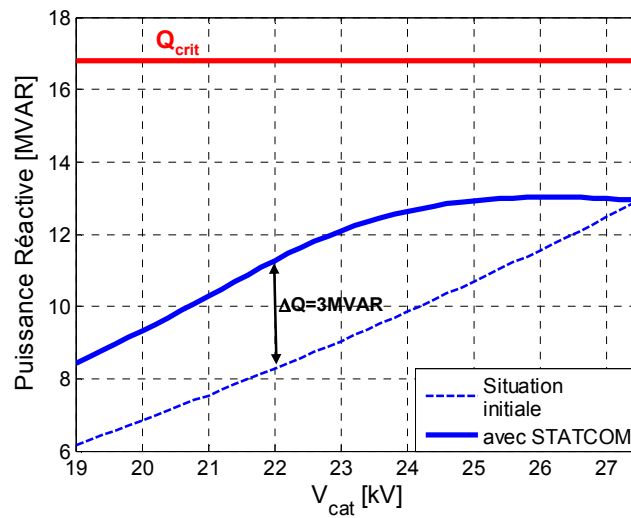


figure IV.40 : Puissance réactive totale compensée à la sous-station en fonction de  $V_{cat}$

#### IV.4.4 Etude de la réponse fréquentielle

Comme dans le cas précédent, nous analysons la réponse fréquentielle de la sous-station. Le schéma électrique équivalent de la sous-station de Revest et le modèle équivalent du dispositif de compensation sont utilisés pour l'analyse fréquentielle (figure IV.41).

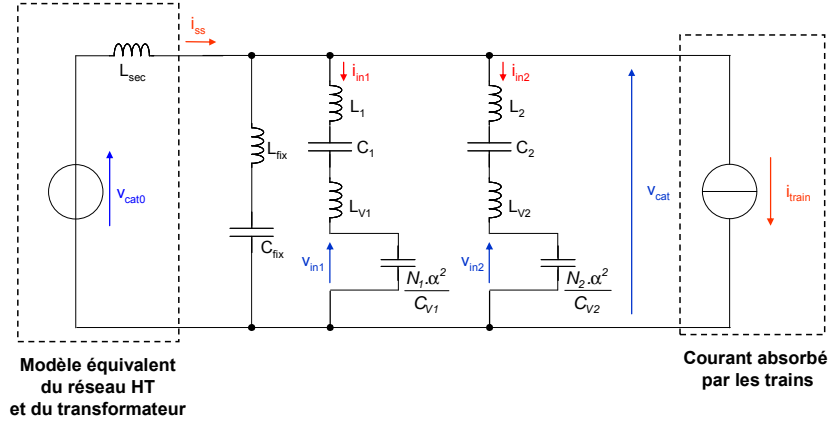


figure IV.41 : Modèle équivalent de la sous-station avec les modèles équivalents des compensateurs statiques à gradateurs élévateurs

Les fonctions de transfert de  $V_{cat}/I_{train}$  et de  $I_{in\ 1,2}/I_{train}$  en fonction de la fréquence sont étudiées. Leurs expressions sont respectivement données par :

$$\frac{V_{cat}}{I_{train}}(p) = \left[ \frac{1}{Z_{STAT1}(p)} + \frac{1}{Z_{STAT2}(p)} + \frac{1}{Z_{fix}(p)} + \frac{1}{Z_{sec}(p)} \right]^{-1} \quad (IV-42)$$

$$\frac{I_{in1}}{I_{train}}(p) = \frac{1}{Z_{STAT1}(p)} \cdot \left[ \frac{1}{Z_{STAT1}(p)} + \frac{1}{Z_{STAT2}(p)} + \frac{1}{Z_{fix}(p)} + \frac{1}{Z_{sec}(p)} \right]^{-1} \quad (IV-43)$$

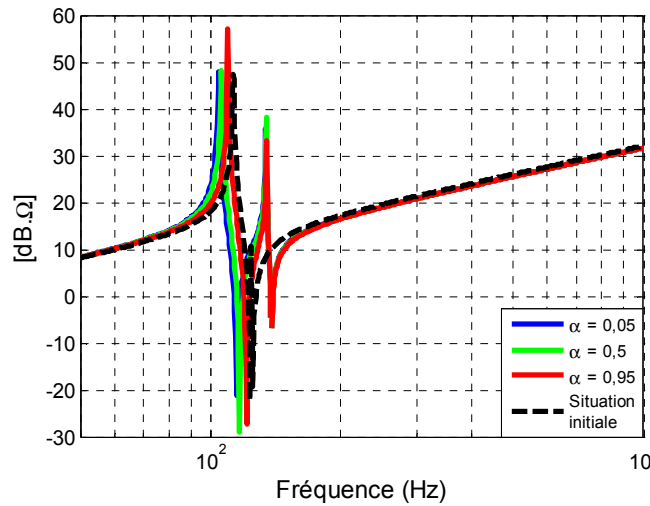
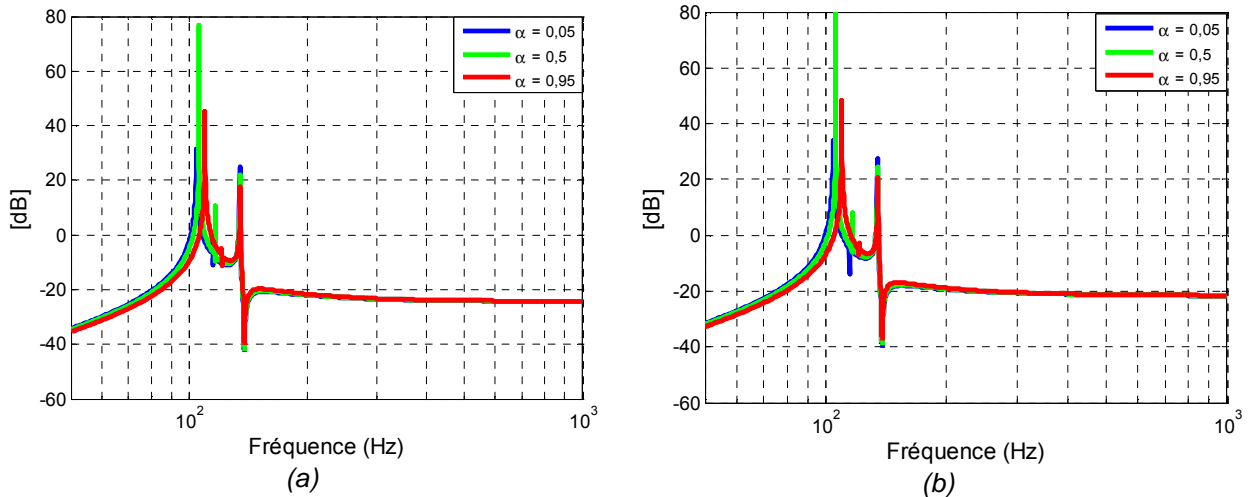
$$\frac{I_{in2}}{I_{train}}(p) = \frac{1}{Z_{STAT2}(p)} \cdot \left[ \frac{1}{Z_{STAT1}(p)} + \frac{1}{Z_{STAT2}(p)} + \frac{1}{Z_{fix}(p)} + \frac{1}{Z_{sec}(p)} \right]^{-1} \quad (IV-44)$$

avec  $Z_{fix}$  : l'impédance de la batterie de compensation fixe

$$Z_{fix}(p) = \frac{1 + L_{fix} \cdot C_{fix} \cdot p^2}{C_{fix} \cdot p} \quad (IV-45)$$

Les tracés des gains de  $V_{cat}/I_{train}$  et de  $I_{in1,2}/I_{train}$  en fonction de la fréquence et pour différentes valeurs de rapport cyclique sont respectivement présentés à la figure IV.42 et à la figure IV.43.




 figure IV.42 : Gain de  $V_{cat} / I_{train}$ 

 figure IV.43 : Gain de  $I_{in} / I_{train}$   
 (a) Compensateur variable 1      (b) Compensateur variable 2

En observant la figure IV.42 et la figure IV.43, nous constatons que les résonances sont bien comprises entre 100 Hz et 150 Hz. Nous pourrions conclure au bon fonctionnement des gradateurs dans la sous-station.

Cependant nous pouvons observer qu'une résonance est assez proche de 100 Hz. Comme le gain de  $I_{in,2} / I_{train}$  est élevé dans cette gamme de fréquence, un pic de courant peut apparaître dans le circuit. Nous allons donc voir, en procédant à des simulations sous PSIM, s'il est trop important au point de dégrader le fonctionnement du compensateur dans la sous-station.

#### IV.4.5 Simulation temporelle

Comme dans la partie IV.3.5, des simulations sont réalisées sous PSIM à partir des enregistrements du courant et de la tension caténaire. Lors de l'étude fréquentielle, nous avons constaté que les fréquences de résonance sont très proches de 100 Hz et de 150 Hz. Voilà pourquoi les simulations sont effectuées quand les amplitudes de l'harmonique de rang 2 et de rang 3 du courant sont maximales.

Les formes d'ondes, présentées à la figure IV.44, sont obtenues pour un rapport cyclique minimal  $\alpha = 0,05$  et pour une amplitude maximale (302 A) de l'harmonique de rang 2 du courant qui apparaît lors d'un transitoire.

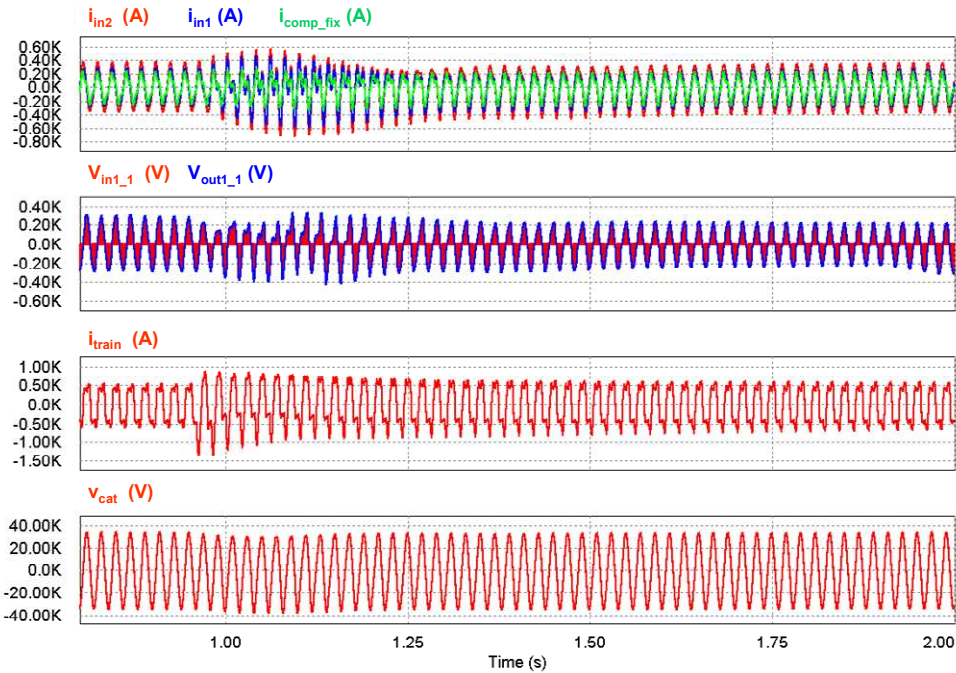


figure IV.44 : Formes d'ondes : courant en entrée des gradateurs, courant dans la batterie de compensation fixe, tensions aux bornes d'un gradateur, courant absorbé par les locomotives, tension caténaire (cas de l'harmonique de rang 2 maximal : 302 A,  $\alpha = 0,05$ )

Les résultats de la simulation montrent que les formes d'ondes des courants d'entrée des gradateurs sont distordues durant 500 ms. La valeur crête maximale de 710 A apparaît ponctuellement et est inférieure au calibre de l'IGBT (750 A). La tension aux bornes d'un condensateur de sortie est certes déformée mais elle atteint une valeur relativement faible (410 V crête) car le rapport cyclique est minimal. Concernant la tension caténaire, le transitoire a peu d'influence sur sa forme d'onde.

Les formes d'ondes, présentées à la figure IV.45, sont obtenues pour un rapport cyclique maximale  $\alpha = 0,95$  et pour une amplitude maximale (649 A) de la composante harmonique de rang 3 du courant.

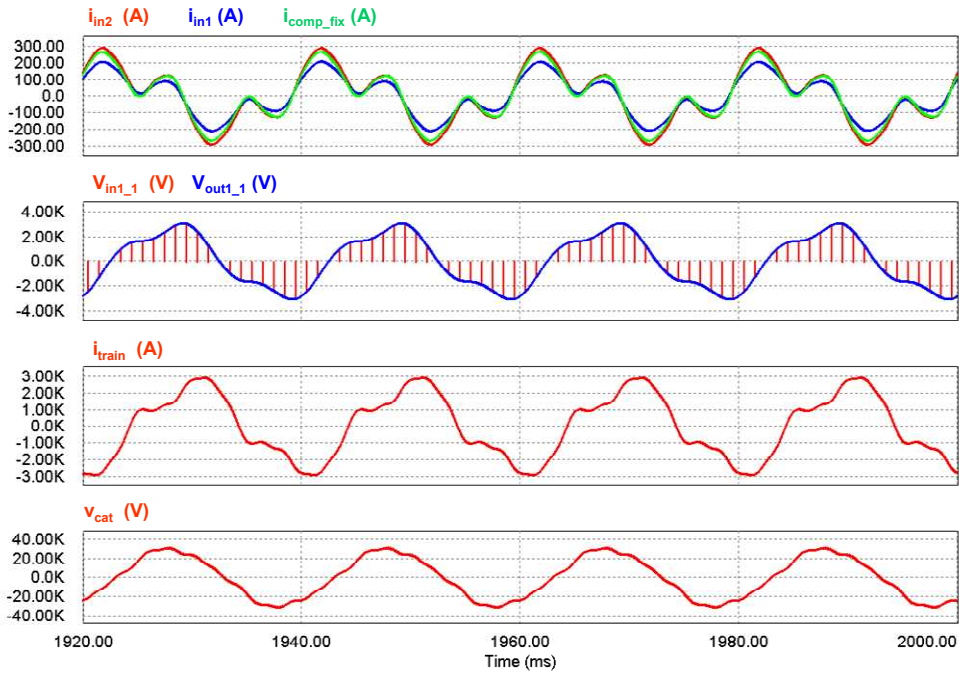


figure IV.45 : Formes d'ondes : courant en entrée des gradateurs, courant dans la batterie de compensation fixe, tensions aux bornes d'un gradateur, courant absorbé par les locomotives, tension caténaire (cas de l'harmonique de rang 3 maximal : 649 A,  $\alpha = 0,95$ )

Les résultats de la simulation nous montrent que les courants  $i_{in1}$  et  $i_{in2}$  sont distordus et qu'ils contiennent une composante harmonique de rang 3 importante. Néanmoins nous observons la même forme d'onde de courant dans la batterie de compensation fixe. La valeur crête de la tension à l'entrée des gradateurs est de 3100 V, ce qui est inférieure à la valeur crête nominale de l'IGBT (3600 V).

Ainsi le bon fonctionnement du dispositif de compensation à gradateurs élévateurs de tension dans le réseau ferré est validé.

## IV.5 Comparaison des solutions à gradateur abaisseur et à gradateur élévateur

Une étude comparative entre un compensateur statique à gradateurs abaisseurs et un autre à base de gradateurs élévateurs est présentée dans cette partie. Comme pour le chapitre 3, un bilan des pertes dans les semi-conducteurs et un bilan énergétique des éléments réactifs sont effectués. Durant l'étude, nous allons prendre en compte les lois de commande mises en œuvre pour chaque structure, c'est-à-dire de la variation du rapport cyclique en fonction de la tension caténaire.

Le bilan énergétique est effectué à partir des valeurs des composants reportées dans le tableau IV-2 pour la structure à gradateurs abaisseurs et dans le tableau IV-4 pour celle à base de gradateurs élévateurs. Les résultats sont reportés dans le tableau suivant :

		Compensateur à Gradateurs abaisseurs	Compensateur à Gradateurs élévateurs	
			Batterie $L_1 - C_1$ + Gradateurs élévateurs	Batterie $L_2 - C_2$ + Gradateurs élévateurs
Éléments inductifs	$I_{LF}$ crête (A)	7723		
	$L_F$ ( $\mu H$ )	134		
	$E_{LF}$ max (J)	3998		
	$I_{Lfix}$ crête (A)		228	
	$L_{fix}$ (mH)		82	
	$E_{Lfix}$ max (J)		2137	
	N	4	1	1
	$I_{LV}$ crête (A)	1085	233	319
	$L_V$ (mH)	5,00	14	12
	$E_{LV}$ max (J)	2818	381	589
	$E_{L \text{ max tot}}$ (J)	15270	3107	
Éléments capacitifs	$V_{CF}$ crête (V)	1794		
	$C_F$ (mF)	13		
	$E_{CF}$ max (J)	21111		
	$V_{Cfix}$ crête (V)		44768	
	$C_{fix}$ ( $\mu F$ )		16	
	$E_{Cfix}$ max (J)		16279	
	N	4	4	4
	$V_{CV}$ crête (V)	3200	3598	3602
	$C_V$ ( $\mu F$ )	1079	152	210
	$E_{CV}$ max (J)	5524	1001	1367
	$E_{C \text{ max tot}}$ (J)	43207	25751	

tableau IV-5 : Bilan énergétique pour les différentes structures de compensateur statique de 3 MVAR

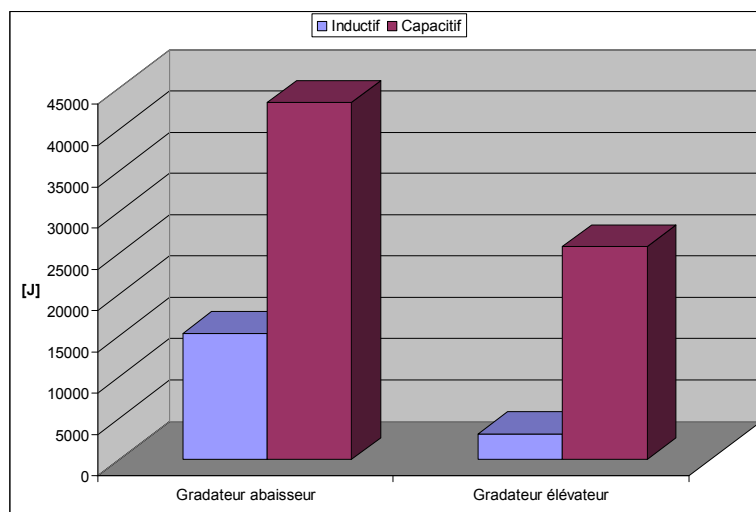


figure IV.46 : Bilan énergétique pour les différentes structures de compensateur statique de 3 MVAR

Le tableau III-2 nous montre que la structure qui offre le meilleur bilan énergétique est le compensateur à base de gradateurs éleveurs bien que le nombre de convertisseurs soit plus élevé. Cela est principalement dû :

- à l'utilisation des batteries fixes comme éléments de filtrage d'entrée pour un dispositif à gradateurs éleveurs ;
- au courant commuté qui est plus faible que dans une solution à gradateurs abaisseurs ;
- à la présence d'une inductance de sortie pour chaque gradateur abaisseur.

Le bilan des pertes dans les semi-conducteurs est réalisé à partir des contraintes en tension et en courant sur les gradateurs (voir la figure IV.22 pour une structure à gradateurs abaisseurs et la figure IV.39 pour celle à gradateurs éleveurs), et à partir des expressions analytiques établies dans le chapitre 2. Les pertes totales dans un convertisseur en fonction de la tension caténaire sont présentées à la figure IV.47 et à la figure IV.48.

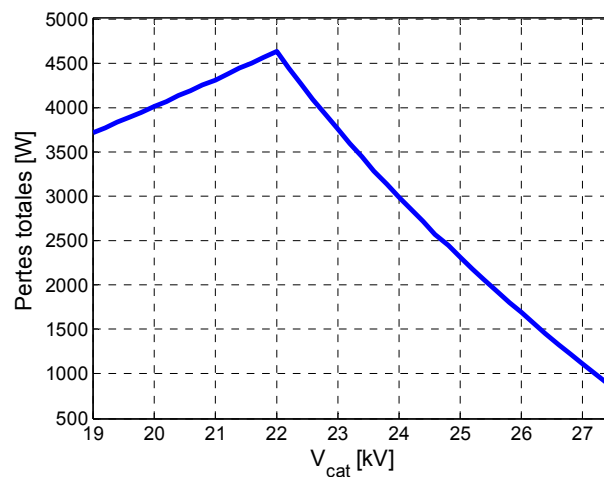


figure IV.47 : Pertes totales dans un gradateur abaisseur à IGBT 3,3kV / 1,5 kA (4 IGBT + 4 diodes)

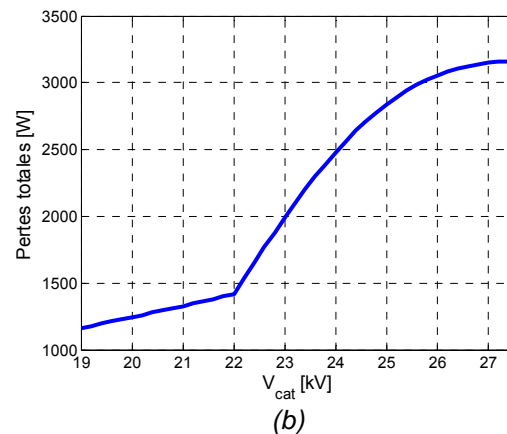
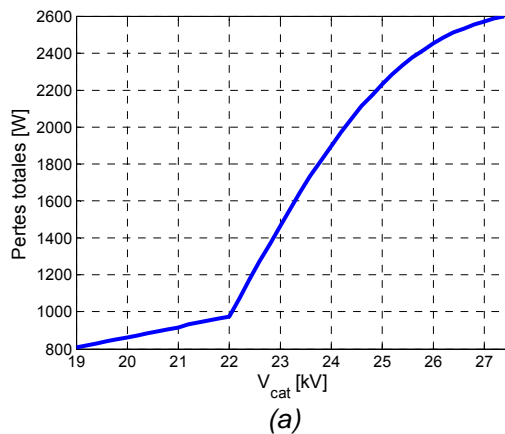


figure IV.48 : Pertes totales dans un gradateur éleveur à IGBT 6,5 kV / 750 A (4 IGBT + 4 diodes)  
(a) partie variable 1 (b) partie variable 2

Les pertes totales maximales dans un gradateur abaisseur sont de 4630 W. Cette valeur est atteinte pour  $\alpha = 0,95$  et  $V_{cat} = 22$  kV. Donc les pertes sont les plus élevées pendant les périodes de fort trafic.

Les pertes maximales dans un gradateur élévateur sont de 2596 W pour le compensateur 1 et de 3160 W pour le compensateur 2. Ces valeurs sont relevées pour  $\alpha = 0,95$  et  $V_{cat} = 27,5$  kV. Cela signifie que les pertes sont maximales lorsque le dispositif ne compense pas, ce qui correspond à la période de basse consommation.

Les pertes totales maximales dans les semi-conducteurs d'un dispositif de compensation variable de 3 MVAR sont de 18,5 kW pour une solution à gradateurs abaisseurs et de 23 kW pour celle à gradateurs élévateurs. Bien que cette dernière nécessite l'utilisation de huit convertisseurs (quatre pour l'autre), nous constatons que les pertes sont relativement proches. Il est donc important de rappeler que la solution à gradateurs abaisseurs nécessite un transformateur qui présentera lui aussi des pertes joules non comptabilisées ici.

## IV.6 Conclusion

L'analyse du courant et de la tension caténaire relevés a mis en évidence les spécificités d'une sous-station à fort trafic. Elles se caractérisent par un courant avec une amplitude des harmoniques très élevée, une importante fluctuation de la tension caténaire et une forte consommation des puissances active et réactive.

Partant de ces constats, nous avons dimensionné les deux dispositifs de compensation à base de gradateur MLI en prenant en compte ces paramètres. L'étude fréquentielle et les simulations dans des cas défavorables ont permis de valider le bon fonctionnement des compensateurs dans la sous-station.

L'étude comparative a montré que le dispositif à gradateurs élévateurs offre le meilleur compromis entre l'énergie maximale stockée par les éléments réactifs et les pertes dans les semi-conducteurs bien qu'il possède le plus grand nombre de convertisseurs. De plus le principal avantage de cette structure est qu'elle ne nécessite pas l'utilisation d'un transformateur abaisseur. Suite à cela, le choix du compensateur à installer à la sous-station de Revest s'est porté sur une solution à gradateurs élévateurs.

Nous avons donc choisi de valider expérimentalement le principe de cette topologie à un niveau de puissance significatif en réalisant un démonstrateur de 1,2 MVAR.

# Chapitre V

## Maquette d'un compensateur de puissance réactive de 1,2 MVAR à base de gradateur élévateur

<b>V.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>124</b>
<b>V.2</b>	<b>Partie puissance de la maquette .....</b>	<b>124</b>
V.2.1	Eléments disponibles .....	124
V.2.2	Eléments réactifs à déterminer.....	126
V.2.3	Réalisation du convertisseur .....	126
V.2.4	Bilan des contraintes électriques sur le dispositif .....	129
<b>V.3</b>	<b>Partie commande de la maquette .....</b>	<b>131</b>
V.3.1	Architecture de la commande.....	131
V.3.2	Phases de fonctionnement.....	132
<b>V.4</b>	<b>Essais de la maquette.....</b>	<b>135</b>

## V.1 Introduction

Les études précédentes ont mis en évidence les avantages apportés par un compensateur de puissance réactive à gradateurs élévateurs en termes de pertes dans les semi-conducteurs et d'énergie maximale stockée dans les éléments réactifs. De plus le fait que cette structure propose une solution sans transformateur constitue un atout majeur. Ainsi, la SNCF envisage d'installer ce dispositif à la sous-station de Revest, mais avant cela, un démonstrateur et un prototype industriel doivent être réalisés et testés.

Ce chapitre est consacré à la réalisation et aux essais d'un démonstrateur de 1,2 MVAR. Dans un premier temps, nous décrivons les différents éléments de la partie puissance. Ensuite nous détaillons la partie commande et ses différentes phases de fonctionnement. La dernière partie du chapitre est consacrée au test de la maquette à l'Agence d'Essais Ferroviaires (AEF) de Vitry et aux résultats de la campagne d'essais.

## V.2 Partie puissance de la maquette

### V.2.1 Éléments disponibles

Le schéma de principe du compensateur à base de gradateur élévateur est présenté à la figure V.1.

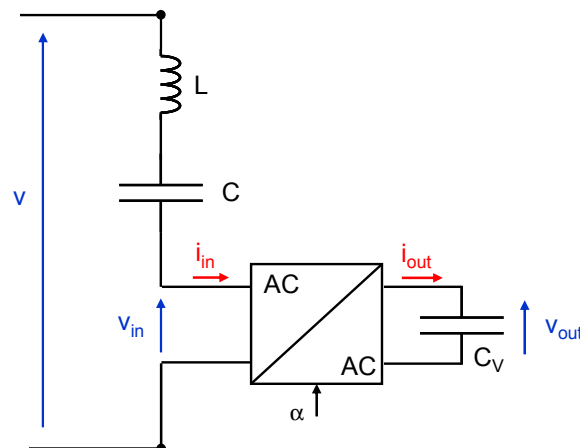


figure V.1 : Schéma de principe du compensateur à gradateur élévateur de 1,2 MVAR

Le choix des éléments réactifs de la maquette est adapté aux semi-conducteurs disponibles en laboratoire et à la structure de l'alimentation du centre d'essais.

Les semi-conducteurs disponibles au laboratoire et utilisés pour la maquette sont les modules de traction IGBT 3,3 kV / 1,5 kA. Pour avoir une tension acceptable aux bornes du convertisseur, nous utilisons le groupe de transformation du centre d'essais. La structure de l'alimentation en monophasé est présentée à la figure V.2.



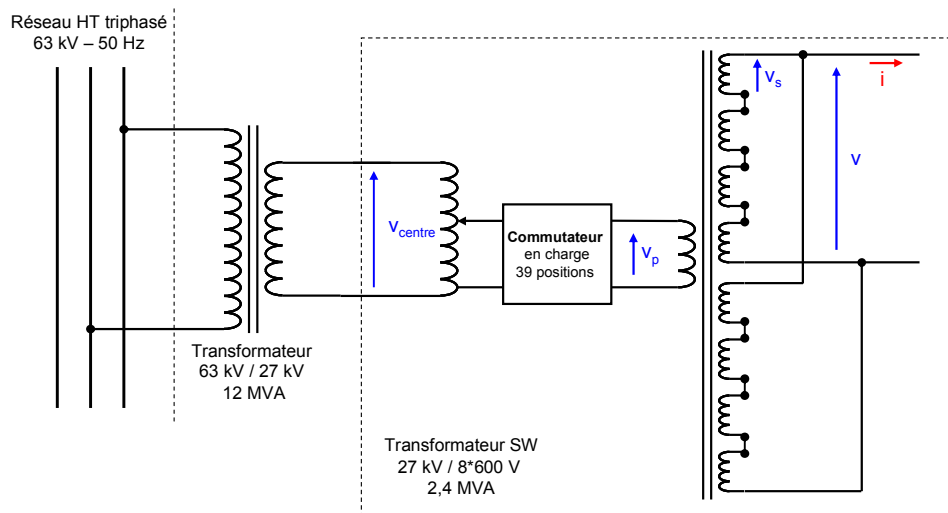


figure V.2 : Schéma du groupe de traction du centre

Le groupe est équipé d'un transformateur monophasé de 12 MVA. Le bobinage côté primaire est connecté entre deux phases du réseau triphasé 63 kV / 50 Hz. L'enroulement secondaire est relié à l'entrée du transformateur SW. Ce composant, dont la sortie est raccordée à la maquette, permet une variation progressive de la tension à ses bornes. Il est constitué :

- d'un auto-transformateur, muni d'un commutateur en charge avec 39 positions, et dont la valeur efficace de la tension au secondaire est comprise entre 0 et 19 kV ( $V_p$ ).
- d'un transformateur à huit enroulements secondaires dont la valeur efficace de la tension nominale aux bornes de chacun d'eux est de 600 V ( $V_s$ ). Les bobinages peuvent être couplés entre eux de plusieurs façons. Dans notre cas, pour travailler à des niveaux de tensions compatibles avec les semi-conducteurs, la maquette est alimentée par la mise en parallèle de deux ensembles de quatre secondaires mis en série. Avec cette configuration, les valeurs efficaces nominales de la tension et du courant que peut délivrer l'alimentation sont respectivement  $V = 2400$  V et  $I = 1000$  A

Le centre a aussi en sa possession trois selfs (figure V.3) qui seront associées en série et que nous utiliserons comme éléments de filtrage du compensateur. La valeur de l'inductance équivalente est de  $L = 3,85$  mH et le courant nominal est de 2500 A.



figure V.3 : Photo des bobines du filtre d'entrée de la maquette

## V.2.2 Éléments réactifs à déterminer

Les éléments à déterminer sont le condensateur du filtre d'entrée  $C$  et le condensateur en sortie du gradateur  $C_v$ .

Les deux principales contraintes que nous nous fixons pour leur dimensionnement sont :

- la valeur crête de la tension de sortie du gradateur qui doit être inférieure à celle que supporte l'IGBT en régime permanent ( $V_{out}\sqrt{2} \leq 1800 \text{ V}$ )
- la fréquence propre du compensateur qui doit être comprise entre 100 Hz et 150 Hz pour éviter des interactions néfastes avec les harmoniques dans le circuit.

Le condensateur équivalent  $C$  est constitué de 8 condensateurs de batterie de compensation fixe associés en parallèle (figure V.4). La valeur de la capacité de  $C$  est de  $8 \times 65,8 \mu\text{F}$  et la tension nominale est de 3810 V. [SCH]



figure V.4 : Photo des condensateurs du filtre LC série de la maquette



figure V.5 : Photo des condensateurs de sortie du compensateur

Concernant le condensateur de sortie  $C_v$ , nous étions confrontés à un problème. En effet, ce type de composant, dans lequel circule un courant découpé et qui supporte une tension alternative, n'existe sur le marché. C'est pour cela que le constructeur AVX nous a proposé des condensateurs utilisés pour les onduleurs de tension [AVX]. Le composant aura la valeur de capacité désirée mais il sera surdimensionné. L'association de deux condensateurs de  $800 \mu\text{F}$  chacun est nécessaire pour avoir  $C_v$  (figure V.5). Cet élément peut supporter une tension continue nominale de 6 kV mais il est déclassé pour travailler sous une tension alternative de 800 V efficace.

## V.2.3 Réalisation du convertisseur

Pour des raisons de coût, le convertisseur est réalisé sur la base d'un ancien dispositif développé au LAPLACE pour la SNCF. Nous utilisons le dissipateur thermique déjà en place et constitué de caloducs et d'un tunnel de ventilation. Avec le niveau de courant et de tension mis en jeu, ce système de refroidissement est surdimensionné pour notre application comme nous le verrons par la suite.

Le schéma électrique du convertisseur est présenté à la figure V.6.

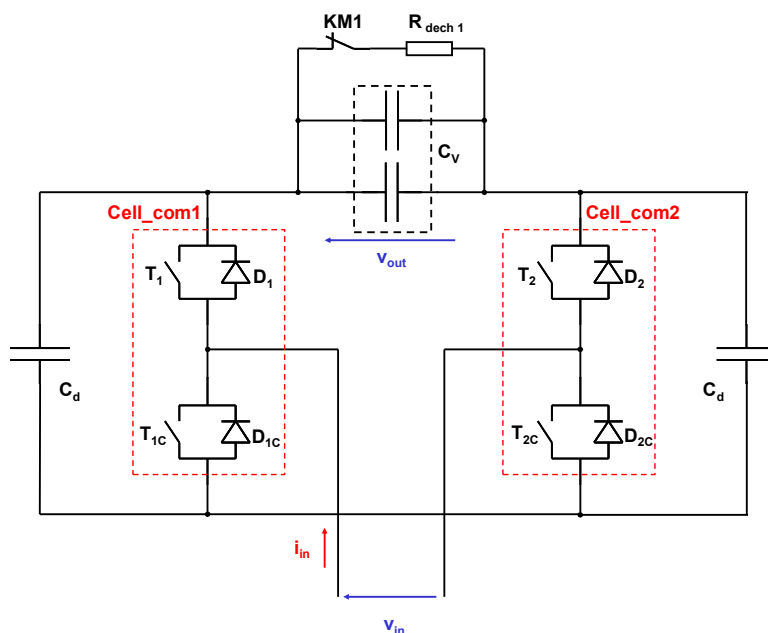


figure V.6 : Schéma du convertisseur

Les modules IGBT d'une cellule de commutation sont fixés sur un caloduc. Des thermocouples sont mis en place pour mesurer la température entre la semelle des IGBT d'un bras de gradateur et la surface de refroidissement (figure V.7).

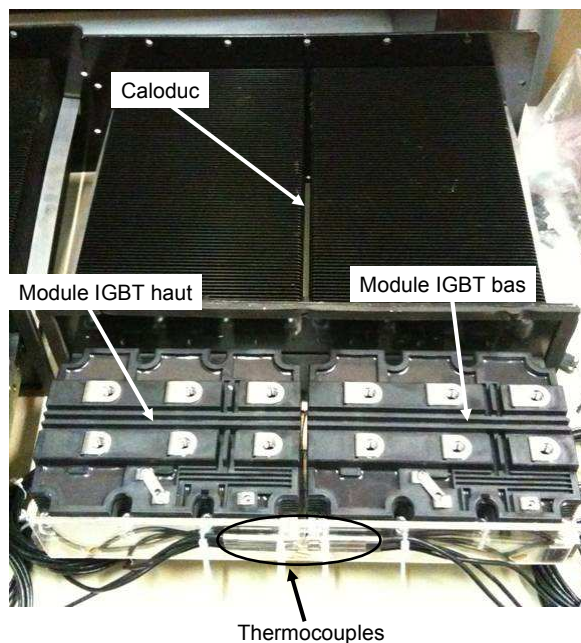


figure V.7 : Photo d'une cellule de commutation sur un caloduc

Chaque cellule de commutation est équipée d'un condensateur  $C_d$  à leurs bornes. Il assure le découplage vis-à-vis des inductances de câblage et limite ainsi les variations brutales de tension aux bornes de la cellule lors des commutations. La valeur de la capacité est de  $20 \mu F$  et la tension nominale est de 1350 V. [FOC-2]

Pour s'assurer de la décharge de  $C_v$  lors de la mise hors tension du dispositif, une résistance  $R_{dech 1}$  en série avec un contacteur normalement fermé  $KM1$  sont connectés à ses bornes. La

même procédure de sécurité est réalisée pour les condensateurs du filtre LC série. L'auto-transformateur est muni d'un disjoncteur au niveau du primaire. Une autre sécurité est ajoutée au compensateur. Il consiste à autoriser l'alimentation de la maquette si et seulement si les résistances de décharge de  $C$  et de  $C_V$  sont déconnectées du reste du circuit. Nous avons donc inséré un contact auxiliaire de KM1 normalement ouvert dans le circuit de commande du disjoncteur.

Des capteurs de courant et de tension sont intégrés à la structure du convertisseur, ils permettent de mesurer :

- le courant à l'entrée du gradateur élévateur  $i_{in}$
- la tension à l'entrée du gradateur  $v$
- la tension aux bornes de  $C$  qui est en phase avec la tension  $v_{out}$ . Cette mesure est utilisée pour commander les cellules du gradateur élévateur en fonction de son signe.

La photo du convertisseur est présentée à la figure V.8.

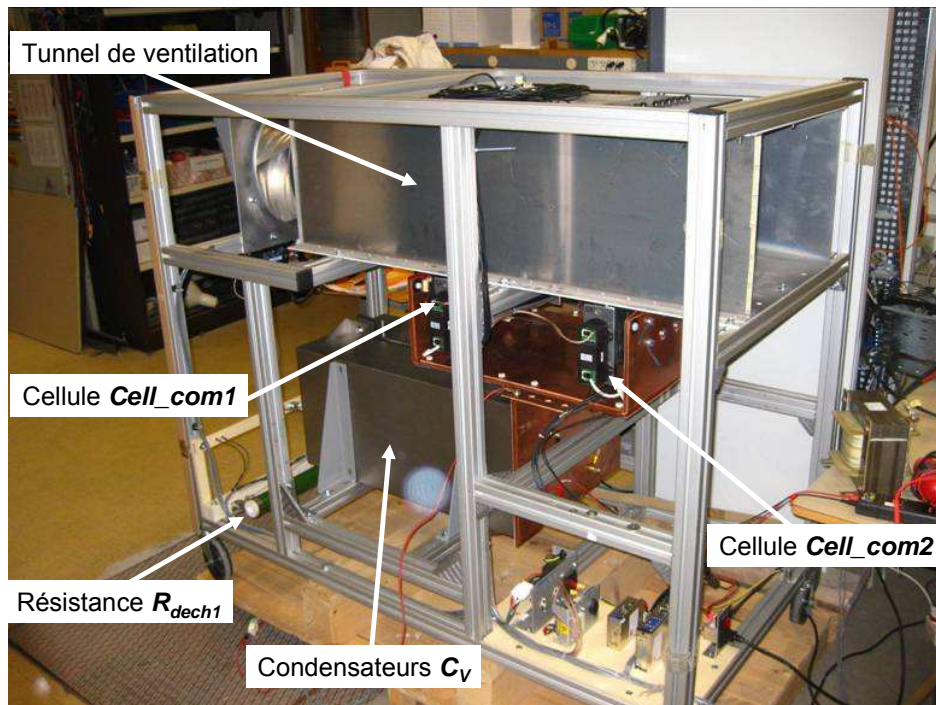


figure V.8 : Photo du convertisseur



## V.2.4 Bilan des contraintes électriques sur le dispositif

Les paramètres de la maquette sont reportés dans le tableau suivant :

<b>4 modules IGBT</b>	3,3 kV / 1,5 kA
<b>Inductance d'entrée du compensateur</b>	$L = 3,85 \text{ mH} / 2500 \text{ A}$
<b>Condensateur d'entrée du compensateur</b>	$C = 8 \times 65,8 \text{ } \mu\text{F} / 3810 \text{ V}$
<b>Condensateur de sortie du gradateur</b>	$C_V = 2 \times 800 \text{ } \mu\text{F} / 6 \text{ kV DC}$
<b>2 Condensateurs de découplage</b>	$C_d = 20 \text{ } \mu\text{F} / 1350 \text{ V}$
<b>Résistances de décharge</b>	$R_{dech 1} = 680 \text{ } \Omega$ $R_{dech 2} = 1,5 \text{ k}\Omega$

tableau V-1 : Paramètres du compensateur de puissance réactive de 1,2 MVAR

A partir des différents éléments définis précédemment, nous procédons à un bilan des contraintes en tension et en courant sur les différents éléments de la maquette. Nous considérons que la valeur efficace de la tension aux bornes du compensateur de puissance réactive est  $V = 2400 \text{ V}$ .

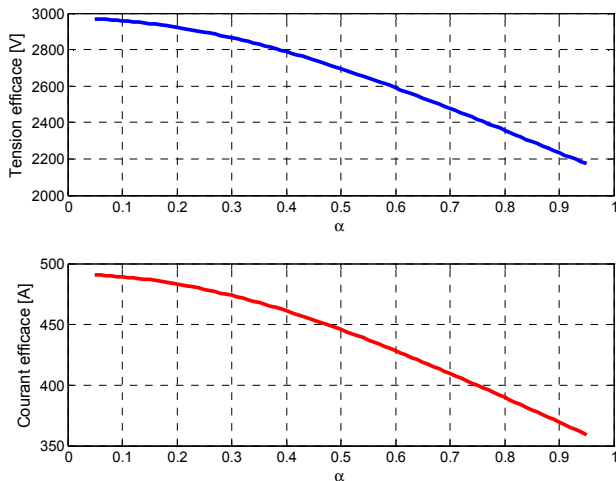


figure V.9 : Bilan des contraintes en tension et en courant sur le condensateur d'entrée C

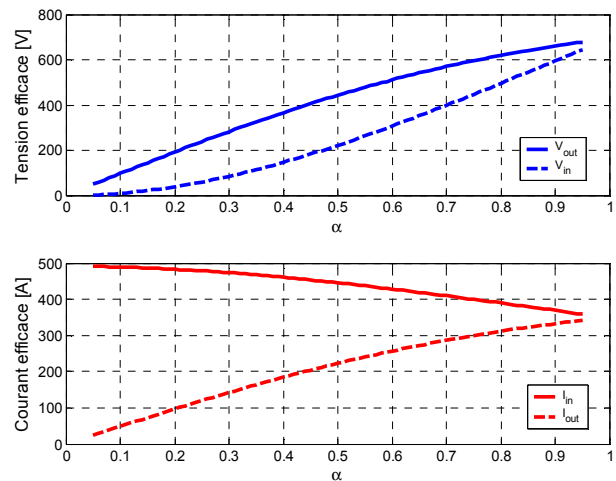


figure V.10 : Bilan des contraintes en tension et en courant sur le gradateur élévateur

Les bilans des contraintes en tension et en courant sur le condensateur C et sur le gradateur élévateur sont respectivement présentés à la figure V.9 et à la figure V.10. Nous constatons que :

- la valeur maximale de la tension efficace aux bornes de C est de 2968 V, ce qui est inférieur à la valeur nominale de 3810 V
- la tension à la sortie des gradateurs peut atteindre une valeur efficace de 683 V qui est très inférieure à celle que peut supporter les cellules à IGBT (1273 V).
- un courant avec une valeur efficace de 490 A peut circuler dans le dispositif. le gradateur élévateur commute ainsi un courant maximal de 693 A

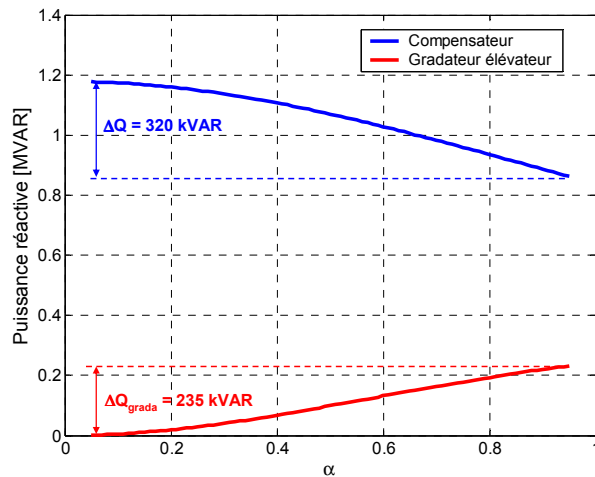


figure V.11 : Bilan de puissance réactive compensée en fonction du rapport cyclique pour  $V = 2400\text{ V}$

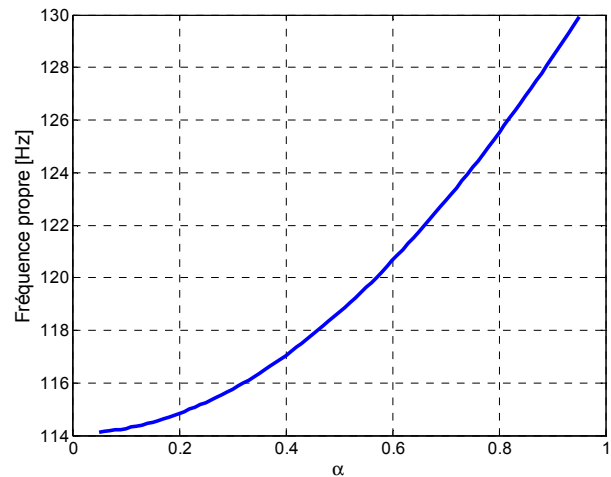


figure V.12 : Evolution de la fréquence propre en fonction du rapport cyclique

Le bilan de puissance du dispositif est présenté à la figure V.11. La maquette fournit une puissance réactive maximale de 1,18 MVAR. Sans atteindre les limites électriques et thermiques des semi-conducteurs, la variation de la puissance réactive compensée est de 320 kVAR.

La figure V.12 montre que la fréquence propre du compensateur varie entre 114 Hz et 130 Hz. Comme elle se situe dans la bande de fréquence comprise entre 100 Hz et 150 Hz, des interactions néfastes avec des harmoniques préexistants sur le réseau sont évitées.

## V.3 Partie commande de la maquette

### V.3.1 Architecture de la commande

Comme pour la partie puissance, nous avons repris la structure de la partie commande d'une ancienne maquette réalisée par le LAPLACE pour la SNCF et nous l'avons adaptée à notre application.

La partie commande de la maquette repose sur l'association d'un PC, d'un contrôleur DSPACE DS4003 et d'une carte FPGA (Field - Programmable - Gate - Array) de marque Altera. Un synoptique simplifié de l'architecture de commande du dispositif est présenté à la figure V.13.

L'utilisateur délivre les consignes de marche / arrêt de la maquette et le rapport cyclique de référence. La commande du convertisseur est en boucle ouverte.

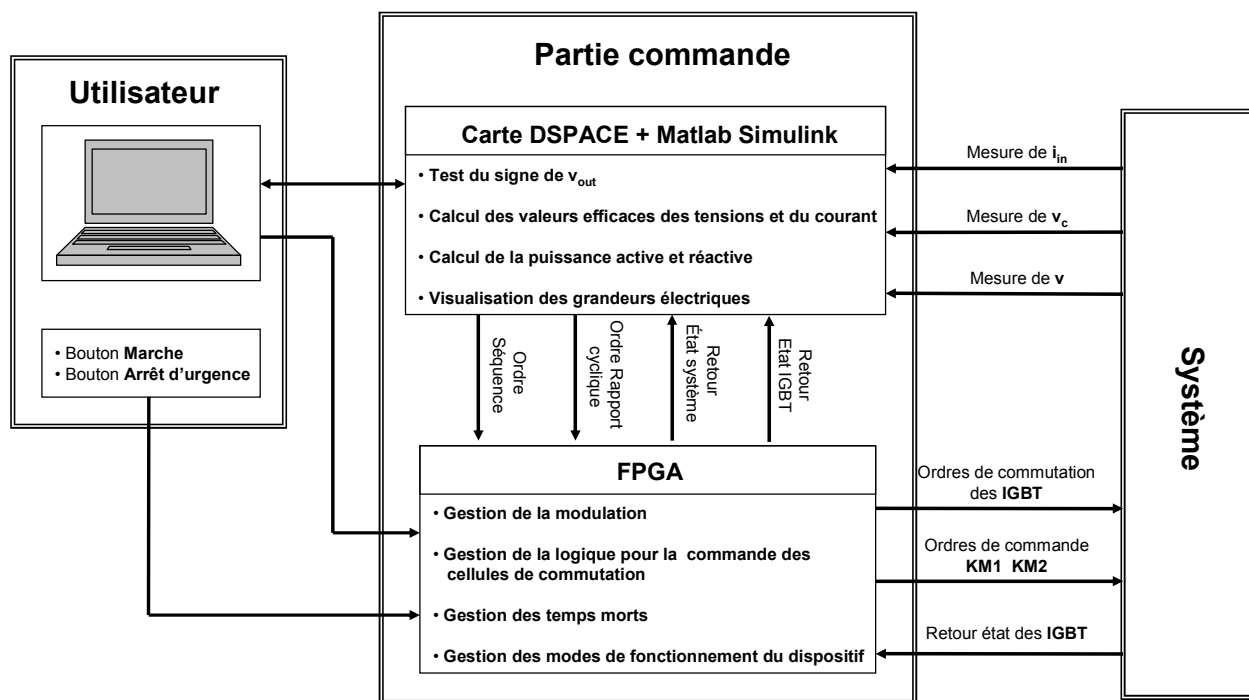


figure V.13 : Synoptique de l'architecture de la commande

La carte DSPACE sert d'interface entre le PC (et son utilisateur), la carte FPGA et le système. Les informations provenant des capteurs de tension et de courant sont transférées vers des entrées analogiques de la carte DSPACE. La gestion des informations qui transitent dans la carte DSPACE se fait par l'intermédiaire des logiciels Matlab - Simulink et Control - Desk. Le calcul de la valeur efficace des tensions  $v$ ,  $v_c$  et du courant  $i_{in}$ , le bilan de puissance et le test du signe de  $v_{out}$  sont effectués sous Matlab - Simulink. Le logiciel Control - Desk permet en temps réel :

- de visualiser les formes d'ondes, les valeurs efficaces des grandeurs électriques et les puissances

- de contrôler les phases de fonctionnement du compensateur statique (démarrage, arrêt de la maquette, fonctionnement du gradateur ...). Elles seront détaillées dans la partie suivante.
- de visualiser l'état des IGBT
- de connaître la phase de fonctionnement dans lequel se trouve le dispositif
- d'agir sur le rapport cyclique

La carte FPGA permet d'assurer les fonctions suivantes :

- génération de la porteuse ( $f_{dec} = 1 \text{ kHz}$ ) utilisée pour la modulation de largeur d'impulsion
- gestion de la mise en court-circuit des cellules de commutation en fonction du signe de  $V_{out}$
- gestion des temps morts qui sont fixés à  $4 \mu\text{s}$  [COU-07]
- génération des ordres de commande des IGBT et des contacteurs KM 1 KM 2 en fonction de la phase de fonctionnement choisie. Les ordres de commutation des semi-conducteurs sont envoyés aux drivers des IGBT via des fibres optiques

### V.3.2 Phases de fonctionnement

Le schéma complet du compensateur à base de gradateur élévateur est présenté à la figure V.14.

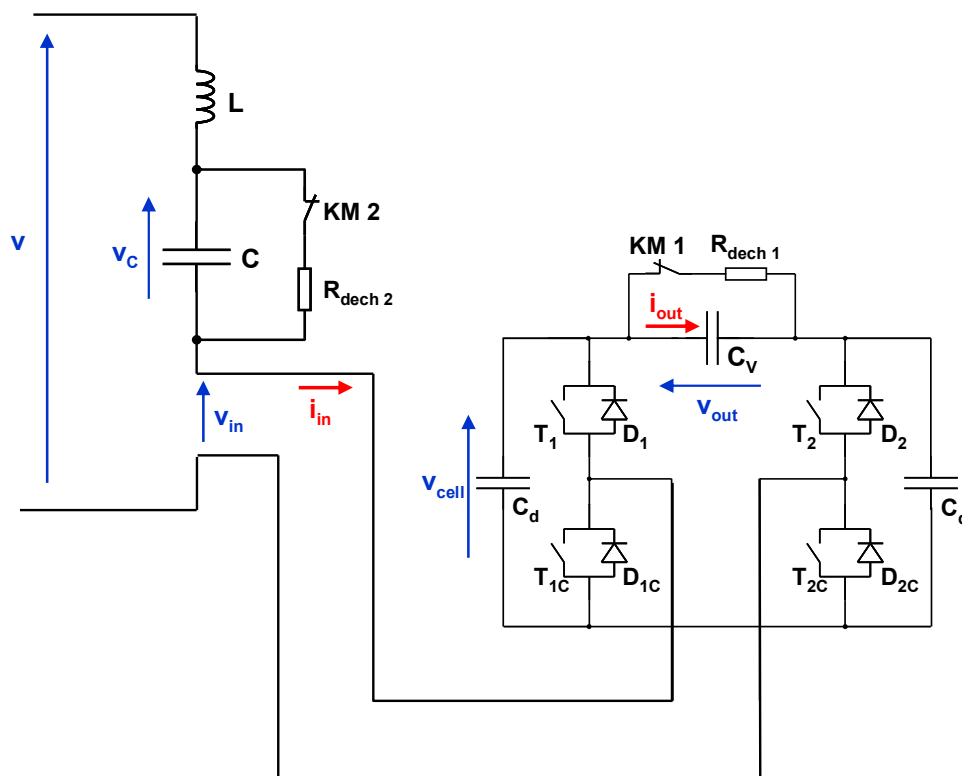


figure V.14 : Schéma de la maquette du compensateur à gradateur élévateur de 1,2 MVAR

Comme il s'agit d'une maquette fournissant une puissance importante, des précautions ont été prises pour éviter de dégrader le convertisseur. Les différentes phases de fonctionnement du dispositif sont présentées sur la figure V.15.



Les boutons d'arrêt d'urgence et "Marche Compensateur" sont situés sur le pupitre de commande alors que les boutons "Marche Gradateur", "Arrêt Gradateur", "Arrêt Compensateur" et "Reset" sont insérés dans l'écran de contrôle (Control Desk) et activés à la souris par l'utilisateur.

**Remarque :** Comme la tension aux bornes du condensateur C peut être déformée, des erreurs peuvent intervenir lors de la détection de signe. Pour éviter des mauvais ordres de commande au voisinage de zéro, nous avons inséré un comparateur à hystérésis avec un seuil de 5 %.V.

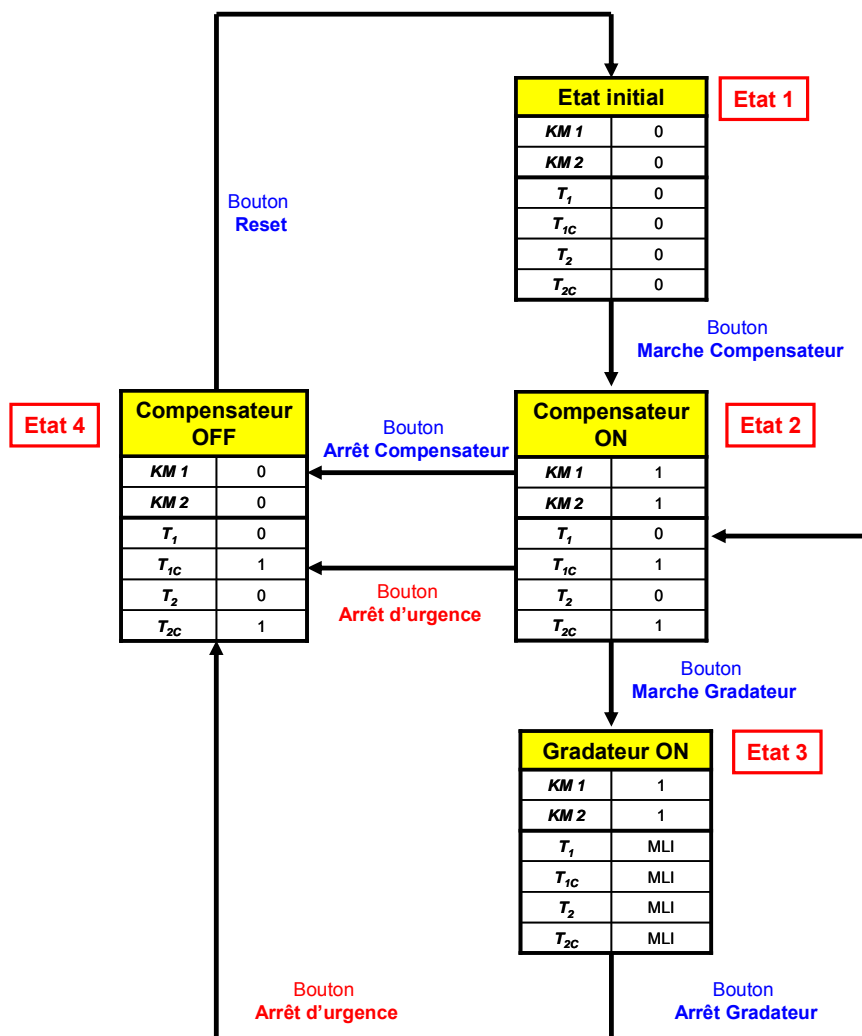


figure V.15 : Différentes phases de fonctionnement de la maquette

Un fonctionnement normal de la maquette peut être décomposé par les séquences suivantes :

- Le compensateur est à son état initial. Les IGBT sont bloqués et les contacteurs KM1 KM2 sont fermés (donc le disjoncteur de tête est ouvert). Avant la mise sous tension de la maquette, nous vérifions que le curseur de l'auto-transformateur est à sa position minimale.
- En appuyant sur le bouton "Marche Compensateur", les modules IGBT hauts sont bloqués alors que ceux du bas sont commandés à la fermeture et les contacteurs

KM1 et KM2 sont ouverts. Nous pouvons fermer le disjoncteur de tête, ainsi la maquette est sous tension. Dans cette configuration, le dispositif fonctionne comme une batterie de compensation fixe. Nous ajustons progressivement la tension d'entrée par l'intermédiaire du curseur de l'auto-transformateur.

- Nous vérifions que la tension aux bornes de C est suffisamment élevée pour que la détection de son signe se fasse sans problème et que le rapport cyclique de référence est à son minimum. Nous pouvons alors utiliser le gradateur et faire varier son rapport cyclique après avoir actionné le bouton "Marche Gradateur".
- Pour stopper le convertisseur, nous ramenons tout d'abord le rapport cyclique à 0,05 et puis nous actionnons le bouton "Arrêt Gradateur". Le système revient alors en configuration batterie fixe.
- Pour la mise hors tension de la maquette, nous ramenons le curseur de l'auto-transformateur à sa position initiale puis nous appuyons sur le bouton "Arrêt Compensateur". Les contacteurs KM1 et KM2 sont cette fois-ci fermés ce qui provoque l'ouverture du disjoncteur de tête.
- L'appui sur le bouton "Reset" permet le retour à l'état initial du dispositif.

Lorsque l'arrêt d'urgence est déclenché, le disjoncteur s'ouvre mettant hors tension l'installation et les contacteurs KM1 KM2 se ferment entraînant la décharge des condensateurs C et  $C_v$ .

## V.4 Essais de la maquette

Le test de la maquette a été réalisé à l'agence d'essais ferroviaires de Vitry pendant la première quinzaine de février 2010. La photo du compensateur de puissance réactive de 1,2 MVAR sur la plateforme est présentée à la figure V.16.

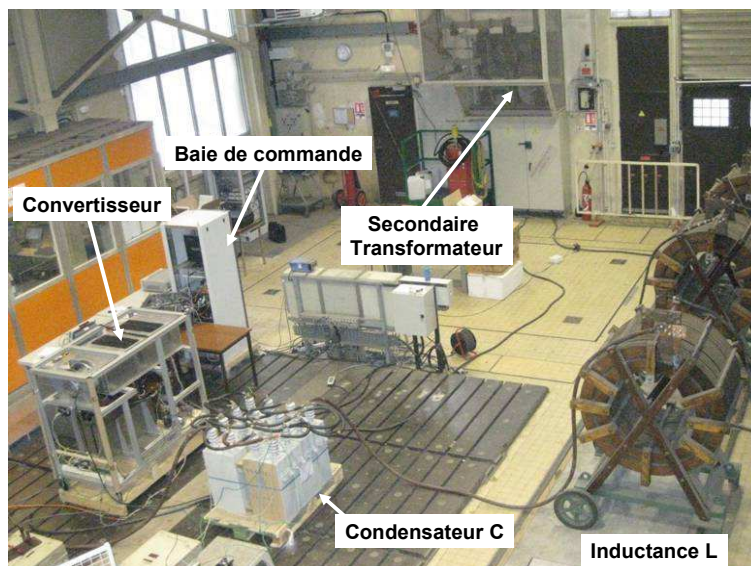


figure V.16 : Photo de la maquette de 1,2 MVAR

Les essais ont été effectués en respectant les séquences de démarrage et d'arrêt du dispositif présentées dans la partie précédente. Les résultats présentés par la suite sont relevés pour le fonctionnement nominal de la maquette ( $V = 2,4 \text{ kV}$ ). La commande du compensateur est en boucle ouverte (le rapport cyclique du gradateur est réglé par l'utilisateur).

Le relevé de la température du boîtier des modules IGBT d'une cellule de commutation en fonction du rapport cyclique est présenté à la figure V.17. Il a été réalisé avec le ventilateur du système de refroidissement qui fonctionnait à la moitié de sa puissance nominale.

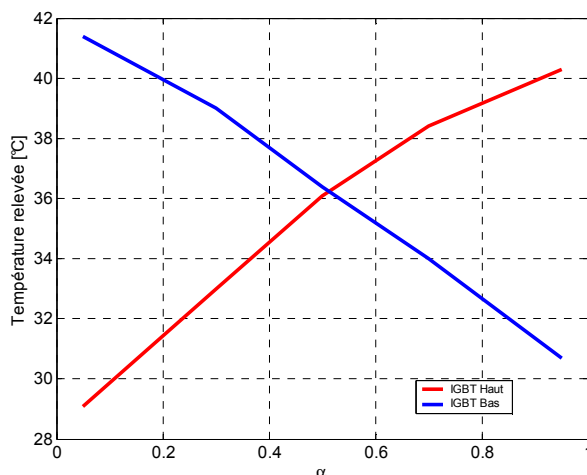


figure V.17 : Température de la semelle des IGBT en fonction du rapport cyclique

Nous observons que la température maximale est de  $41,5^{\circ}\text{C}$ . Cette valeur est relevée sur le module IGBT du bas de la cellule qui est commandé avec un rapport cyclique ( $1-\alpha_{\min}$ ) et lorsque le courant maximal circule dans le circuit. La température maximale au niveau du module IGBT du haut est relativement proche de la valeur précédente ( $40,2^{\circ}\text{C}$ ). Dans ce cas de figure, le rapport cyclique est de 0,95 et le gradateur supporte la tension maximale. La température du boîtier des deux composants est égale ( $36,1^{\circ}\text{C}$ ) pour  $\alpha = 0,5$ . Globalement, on est très loin de la température maximale admissible sur la semelle qui est de l'ordre de  $70^{\circ}\text{C}$ . Nous vérifions ainsi que le dispositif de refroidissement est surdimensionné.

Les formes d'ondes des tensions aux bornes d'une cellule de commutation, à l'entrée du gradateur élévateur et des courants à l'entrée du gradateur, dans un module IGBT du bas pour trois valeurs de rapport cyclique sont présentées à la figure V.18.

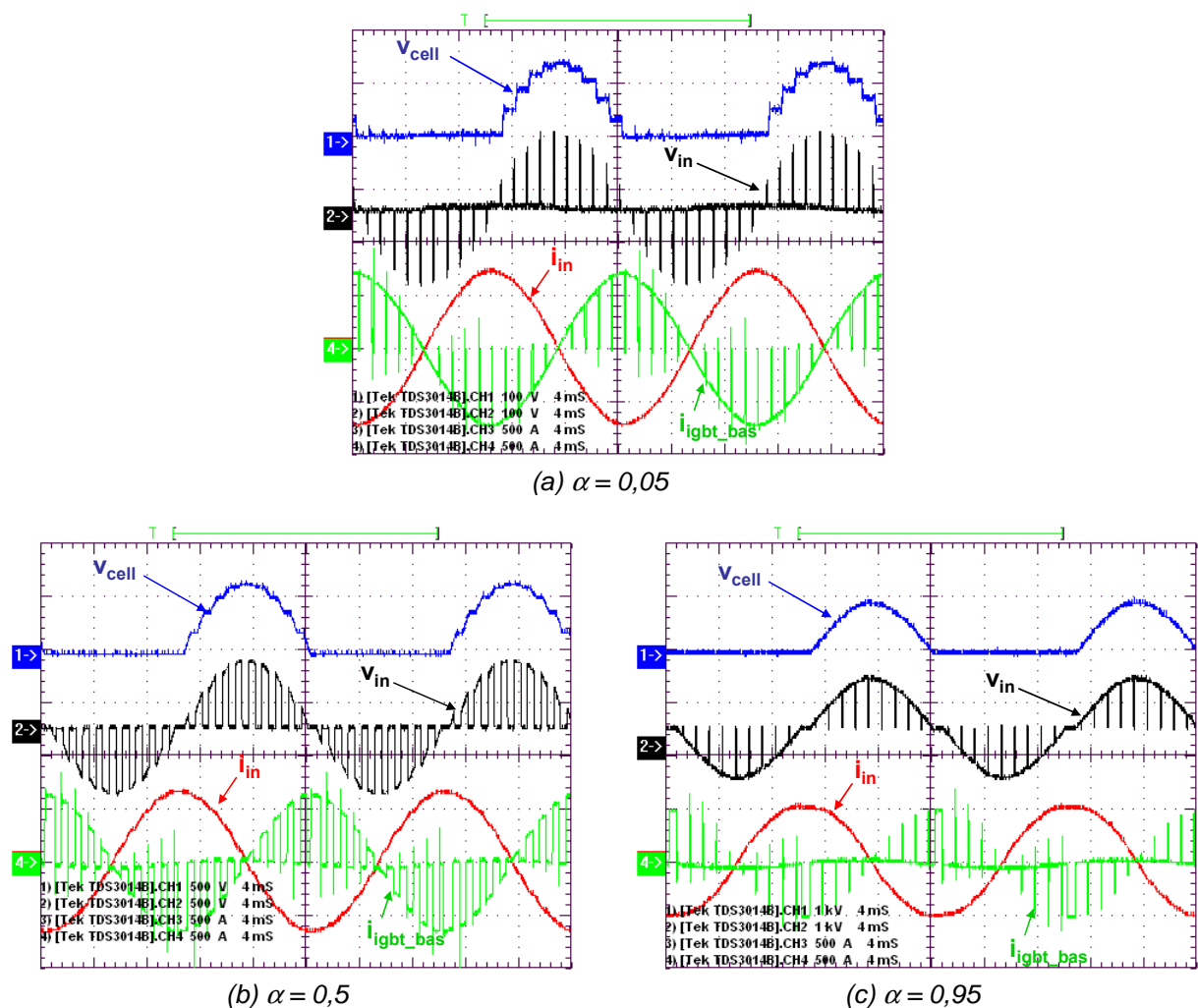


figure V.18 : Formes d'ondes relevées : tension aux bornes d'une cellule de commutation, tension à l'entrée du gradateur élévateur, courant d'entrée du gradateur, courant dans un module IGBT bas pour une tension au secondaire du transformateur  $V = 2440\text{ V}$

Nous obtenons des formes d'ondes conformes aux prévisions et nous pouvons dire que le principe du compensateur de puissance réactive à gradateur élévateur est validé.

Le relevé de la puissance réactive fournie par le dispositif en fonction du rapport cyclique est présenté à la figure V.19. Nous appliquons une référence de rapport cyclique de type rampe qui varie entre 0,05 et 0,95 sur une durée de 60 secondes.

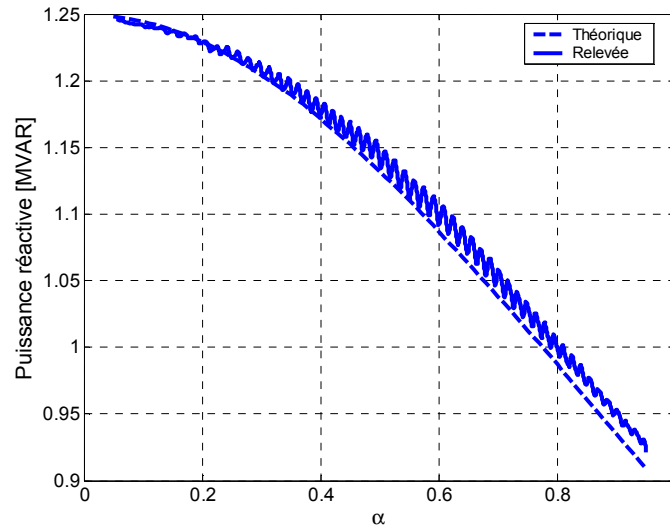


figure V.19 : Puissance réactive compensée par le dispositif en fonction du rapport cyclique ( $V = 2440 \text{ V}$ )

Nous observons que le tracé de la puissance réactive théorique se superpose à celui de la puissance réactive relevée. Sa valeur maximale est de 1,25 MVAR et sa plage de variation est de 320 kVAR.

Nous allons vérifier qu'il n'y a pas de problèmes d'interactions harmoniques entre le compensateur et l'alimentation. Pour cela nous analysons le contenu harmonique de la tension  $v$  et du courant délivré par la source  $i_{in}$ .

La figure V.20 et la figure V.21 présentent respectivement l'analyse spectrale de la tension aux bornes de la maquette et du courant à l'entrée du gradateur pour  $\alpha = 0,5$ .

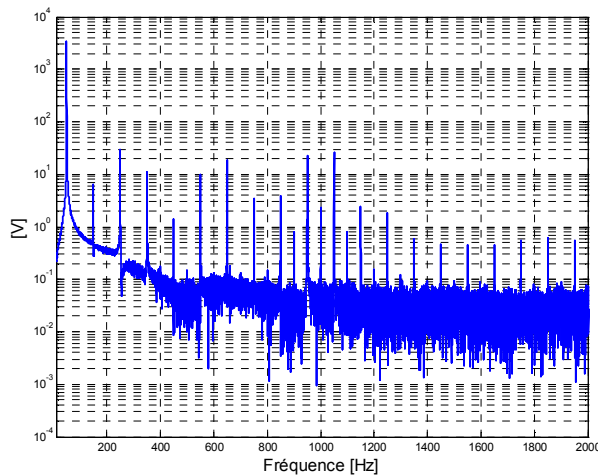


figure V.20 : Spectre de la tension à l'entrée de la maquette ( $\alpha = 0,5$ )

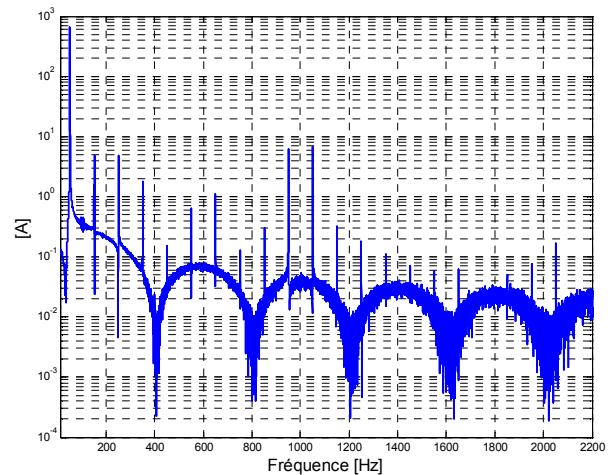
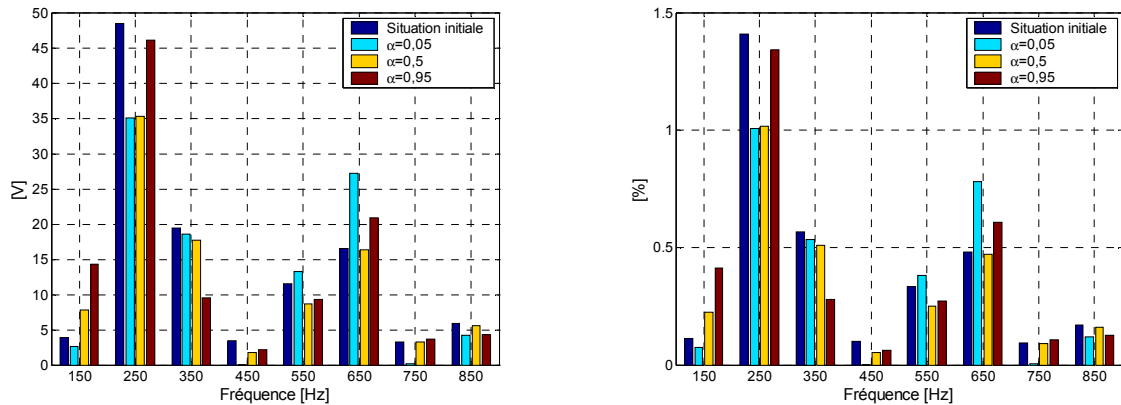


figure V.21 : Spectre courant à l'entrée du gradateur élévateur ( $\alpha = 0,5$ )

Nous constatons que la tension  $v$  et le courant  $i_{in}$  contiennent des harmoniques de rang impair avec des amplitudes pas très élevées. Elles sont négligeables pour des fréquences supérieures à 1200 Hz. Nous pouvons observer l'influence de la commutation des IGBT pour la bande de fréquence située autour de 1000 Hz.

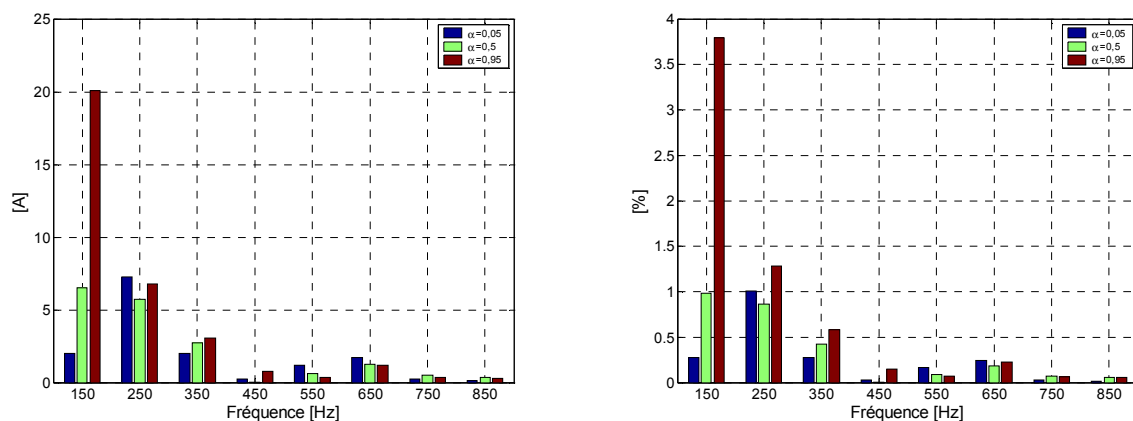
Un bilan de l'amplitude des harmoniques de rang impair de la tension est présenté à la figure V.22.



(a) Valeur crête des composantes harmoniques (b) Valeur relative par rapport au fondamental  
figure V.22 : Amplitude des harmoniques de rang impair de la tension à l'entrée de la maquette

Lorsque le dispositif est déconnecté, nous constatons la tension  $v$  contient des harmoniques de rang impair. Nous n'observons pas de grandes différences entre les amplitudes pour un harmonique considéré et ce quel que soit le rapport cyclique. De plus, nous relevons, pour ces valeurs de  $\alpha$ , un THD faible et qui est inférieur à 2 %. Donc nous pouvons dire que le compensateur statique est transparent vis-à-vis des harmoniques générés par la source d'alimentation.

Un bilan de l'amplitude des harmoniques de rang impair du courant est présenté à la figure V.23.



(a) Valeur crête des composantes harmoniques (b) Valeur relative par rapport au fondamental  
figure V.23 : Amplitude des harmoniques de rang impair du courant à l'entrée du gradateur

Pour les fréquences supérieures à 150 Hz, il n'y pas de différences entre les amplitudes pour un harmonique considéré. Nous pouvons observer l'influence d'une fréquence propre du compensateur proche de 150 Hz. En effet, nous constatons que l'amplitude de l'harmonique de rang 3 croît avec un rapport cyclique qui augmente. Néanmoins sa valeur maximale est basse et le THD du courant calculé pour  $\alpha=0,95$  est de 4 %.

Pour conclure, les tests réalisés sur la maquette permettent de valider le principe de fonctionnement d'un compensateur de puissance réactive à gradateur élévateur. Les essais nous ont montré le bon comportement du dispositif tant du point de vue temporel que fréquentiel.

# Conclusion et Perspectives

Les sous-stations de la SNCF peuvent être de grandes consommatrices de puissance réactive à cause du trafic assuré en grande partie par des engins de traction équipés de redresseurs contrôlés à thyristors. Cela entraîne la facturation de l'énergie réactive par le fournisseur d'énergie électrique et une baisse de la tension caténaire provoquant un mauvais fonctionnement des locomotives.

Partant de ce constat, le travail de thèse présenté dans ce mémoire portait sur l'étude d'une nouvelle topologie de compensateur de puissance réactive pour les réseaux ferrés 25 kV / 50 Hz utilisant une commande par modulation de largeur d'impulsion. Par rapport aux moyens de compensation existants, l'utilisation de ce genre de dispositif se justifie par la limitation en puissance des batteries fixes à installer en sous-station et par le volume des éléments de filtrage des compensateurs à thyristors. Une première analyse des relevés de puissances d'une sous-station à fort trafic ferroviaire a permis de définir un cahier des charges pour aboutir à un compromis entre le dimensionnement du compensateur statique à installer et la réduction des pénalités.

Une étude comparative entre les différentes topologies commandées en MLI a été réalisée. Un bilan des pertes dans les semi-conducteurs et un bilan énergétique des éléments réactifs ont permis de sélectionner les solutions à base de gradateurs MLI au lieu des dispositifs à onduleurs de tension.

Des mesures de courant et de tension réalisées dans la sous-station à fort trafic ont mis en évidence ses spécificités. Elles se caractérisent par un courant très chargé en harmoniques, une importante variation de la tension caténaire et une forte consommation des puissances active et réactive. L'analyse de ces relevés a permis d'affiner le dimensionnement de dispositifs de compensation à base de gradateurs MLI et de déterminer le critère clé qui est la fréquence de coupure du filtre d'entrée. En effet, une étude fréquentielle de la sous-station et des simulations avec les formes d'ondes réelles ont montré qu'un mauvais placement de cette fréquence pouvait conduire à la détérioration des convertisseurs.

Suite à cette étude, notre choix s'est porté sur une structure à gradateurs éleveurs de tension. Cette solution à faible niveau de pertes dans les semi-conducteurs permet la réutilisation des batteries de compensation fixes déjà installées en sous-station à la fois comme diviseur de tension et éléments de filtrage. De plus, le fait d'associer les convertisseurs en série permet d'aboutir à un dispositif de compensation sans transformateur.

Un démonstrateur à base de gradateur éleveur d'une puissance significative de 1,2 MVAR, réalisé au LAPLACE et testé sur une plateforme d'essais de la SNCF, a permis de valider le principe de fonctionnement de cette nouvelle topologie de compensateur de puissance réactive.

Ainsi, suite à ces essais concluants, une démarche de valorisation auprès d'un partenaire industriel devrait être entreprise afin d'installer un premier prototype industriel dans une sous-station. Ceci permettra de valider le bon fonctionnement dans le réseau ferré 25 kV / 50 Hz en vérifiant qu'il n'y ait pas d'interactions néfastes avec le circuit.

Dans le prolongement de ce travail de thèse, le concept de contrôle actif d'impédance avec un gradateur MLI peut être exploité afin de réaliser un pont de Steinmetz actif pour la compensation du déséquilibre en courant. Ce dispositif serait connecté au point de raccordement avec le fournisseur d'énergie électrique et devrait adapter son niveau de compensation à la consommation. Cette solution pourrait constituer une alternative intéressante aux compensateurs actuels, à base d'onduleur de tension NPC, qui présentent des pertes élevées.



# Bibliographie

- [ABB] "Simulation Tool for ABB IGBTs", [www.abb.com](http://www.abb.com)
- [AKA-94] "Trends in Active Power Line Conditioners", IEEE Transactions on Power Electronics, May 1994
- [ALL-95] J-M. Allenbach, P. Chapas, M. Comte, R. Kaller, "Traction électrique", Presses polytechniques et universitaires romandes, 1995
- [ALV-05-1] S. Alvarez, P. Ladoux, "Universal Power Losses Estimator for Low Voltage IGCTs Switching Cells", EPE 05 – Dresde (Allemagne), Septembre 2005
- [ALV-05-2] S. Alvarez, "Characterisation of 3.3 kV IGCTs for Medium Power Applications", Thèse de Doctorat, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005
- [AVX] AVX : High Power Capacitors for Power Electronics, Online document, <http://www.avxcorp.com/>
- [BAC-01] S. Bacha, I. Etxeberria, M. Crape, E. Merli, C. Courtois, M. Fracchia, M. Stuart, Z. Styczynski, "Using SVC for Voltage Regulation in Railway Networks", 9<sup>th</sup> EPE Conference, Graz, Autriche 2001
- [BER-00] S. Bernet, "Recent Developments of High Power Converters for Industry and Traction Applications", IEEE Transactions on Power Delivery, November 2000
- [BER-95] K. Berringer, J. Marvin, P. Perruchoud, "Semiconductor Power Losses in AC Inverters", IEEE, 1995
- [BRU-05] T. Bruckner, "The Active NPC Converter for Medium-Voltage Drives", Thèse de Doctorat, Technische Universität Dresden, 2005
- [CAS-83] S.H. Case, A.M. Hayes, J.H. McNeil, R.E. Morrison and E.E. Riches, Electrification of Taiwan main-line railway from Keelung to Kaohsiung, IEE Proc. 130 (5 Pt B) (1983), pp. 289–301
- [CRA-99] M. Crape, J. Trecat, M. Renglet, S. Bacha, Y. Besanger, C. Courtois, A. Talibart, M. Fracchia, M. Garbero, G. Depreville, "High voltage booster for railways", 8<sup>th</sup> European Conference on power electronics and applications EPE'99 Lausanne, Suisse 1999
- [COU-99] C. Courtois, François Lacôte, Marc Provoost, Victor Sabaté, "Traction électrique ferroviaire", Techniques de l'Ingénieur, 1999

- [COU-06] B. Cougo, T. Meynard, "A Solution for Three-Phase System Unbalance Based on PWM AC Choppers", Industrial Electronics, 2006. IECON 2006. 32nd Annual Conference of IEEE
- [COU-07] B. Cougo, T. Meynard, "Analysis and compensation methods of dead-time effects in a PWM AC chopper", Power Electronics and Applications, 2007 European Conference
- [EN-04] EN 50 163, 2004-11; "Applications ferroviaires –Tensions d'alimentation des réseaux ferrés"
- [EXT-04] I. Etxeberria-Otadui, S. Bacha, A. Bachry, Z. Styczynski, M. Fracchia and M.Stuart, "Power Electronic Converters For Railway Infrastructure Upgrading : Advantages and Potential Risks", Securing Critical Infrastructures, Grenoble, Octobre 2004
- [FOC-1] H. Foch, F. Forest, T. Meynard, "Onduleurs de tension", Techniques de l'ingénieur, Vol. D5, Réf. D3176
- [FOC-2] H. Foch, F. Forest, T. Meynard, "Onduleurs de tension : mise en oeuvre", Techniques de l'ingénieur, Vol. D5, Réf. D3177
- [FOC-3] H. Foch et les enseignants chercheurs R. Arches, F. Bordry, B. Escaut, P.Marty, M. Metz "Principes fondamentaux. Commutation dans les convertisseurs statiques ", Techniques de l'ingénieur, Vol. D5, Réf. D3153.
- [HAE-07] C. Haederli, P. Ladoux, T. Meynard, "Variable DC-Link Voltage Source Inverter for Reactive Power Compensation in Single Phase 25kV AC Railway Systems", PCIM'07 – Nuremberg, Allemagne, Mai 2007
- [HOS-07] W. Hosny, B. Dobrucky," Harmonic Distortion and Reactive Power Compensation in Single Phase Power Systems using Orthogonal Transformation Strategy", WSEAS Transactions on Power Systems 4 237-246
- [LEU-01] E. Lefeuvre, "Convertisseurs alternatif-alternatif directs a base de cellules de commutation deux quadrants", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse et Université Laval, 2001
- [LEU-02] E. Lefeuvre, T. Meynard, P. Viarouge, "Gradateurs à découpage pour charges alimentées en alternatif par le réseau", revue 3E.I, N°28, mars 2002, pp. 44-53
- [LOW-08] L. Lowinsky, P. Ladoux, Y. Chéron, S. Alvarez, "3 MVAR Single Phase STATCOM based on AC Chopper Topology", PCIM'08 – Nuremberg, Allemagne, Mai 2008
- [MOR-83] R E Morrison, M J. Barlow, "Continuous Overvoltage on AC Traction Systems", IEEE trans on PAS-102, No.5, Mai 1983
- [POS-05] G. Postiglione, "Nouvelle alimentation pour les fours à arc à courant alternatif", Thèse de Doctorat, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006

- [SAI-05] L. Sainz, J. Pedra, S. Herraiz, "Capacitor and Shunt Filter Unbalance Influence on the Electric System Harmonic Response", IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 20, Issue 2, Avril 2005
- [SCH] Condensateurs Propivar [www.schneider-electric.com](http://www.schneider-electric.com)
- [SCH-04] R. Schnell, U. Schlapbach, "Realistic benchmarking of IGBT-modules with the help of a fast and easy to use simulation-tool", PCIM'04 – Nuremberg, Allemagne.
- [SRA-92] D.Srajber, W.Lukasch, "The calculation of the power dissipation for the IGBT and the inverse diode in circuits with sinusoidal output voltage", electronica'92, Munich, Conf - Proc
- [TAN-99] P.C. Tan, R.E. Morrison, D.G. Holmes, "Voltage Form Factor Control and Reactive Power Compensation in a 25-kV Electrified Railway System Using a Shunt Active Filter Based on Voltage Detection", IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 39, Issue 2, March / April 2003
- [WHI-04] Roger D White, "AC 25 kV 50 Hz Electrification Supply Design"
- [ZAN-05] L. Zanotto, R. Piovan, V. Toigo, E. Gaio, P. Bordinon, T. Consani, M. Fracchia, "Filter Design for Harmonic Reduction in High Voltage Booster for Railway Applications", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 20, Janvier 2005.